



# Amélioration des méthodes de détection et de qualification des sondes pour les sondeurs multifaisceaux bathymétriques

Yoann Lacroix

## ► To cite this version:

Yoann Lacroix. Amélioration des méthodes de détection et de qualification des sondes pour les sondeurs multifaisceaux bathymétriques. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Télécom Bretagne, Université de Rennes 1, 2012. Français. NNT : . tel-00783671

**HAL Id: tel-00783671**

**<https://theses.hal.science/tel-00783671>**

Submitted on 1 Feb 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

# THÈSE

présentée à

**TÉLÉCOM BRETAGNE**

en habilitation conjointe avec l'Université de Rennes I

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE TÉLÉCOM BRETAGNE**

Mention : *Traitement du Signal et Télécommunications*

par

**Yoann LADROIT**

Laboratoire : Labsticc – Pôle : CID

École doctorale : MATISSE

---

## Amélioration des méthodes de détection et de qualification des sondes pour les sondeurs multifaisceaux bathymétriques

---

soutenue le 28 Novembre 2012 devant la commission d'examen :

### Composition du jury :

- Président :* M. Éric Pottier, professeur à l'Université de Rennes 1
- Rapporteurs :* M. Pierre Cervenka, directeur de recherche CNRS  
M. Philippe Courmontagne, professeur à l'ISEN Toulon
- Examineurs :* M<sup>me</sup> Elisabeth Gibert-Brunet, expert DGA/MRIS  
M. René Garelo, professeur à Télécom Bretagne (co-directeur de thèse)  
M. Xavier Lurton, chercheur à l'IFREMER (co-directeur de thèse)  
M. Christophe Sintès, maître de conférences à Télécom Bretagne (encadrant)  
M. Christophe Vrignaud, ingénieur au SHOM





---

# Résumé

Les sondeurs multifaisceaux (SMF) bathymétriques sont des systèmes sonars permettant une mesure bathymétrique précise sur un large secteur angulaire par la formation de plusieurs centaines de faisceaux très fins dépointés de la verticale. Les thématiques abordées dans ces travaux de thèse sont le développement de méthodes de qualification des sondes fournies par ces sondeurs, et l'étude de l'implémentation d'algorithmes permettant la détection de plusieurs cibles à l'intérieur de chaque faisceau formé.

La définition de la qualité associée à chaque sonde se base sur les méthodes d'estimation de la hauteur d'eau utilisées dans les SMF et sur le calcul de leurs variances. Ceci nécessite une connaissance approfondie de la statistique des signaux acoustiques en fonction des conditions de mesure et du paramétrage du sondeur, afin d'obtenir les formules théoriques décrivant la variance du temps d'arrivée de l'onde dans chaque faisceau. Les calculs aboutissent à la définition d'une qualité pour chaque sonde dépendant uniquement des caractéristiques du signal acoustique dans le faisceau considéré. Ils ont été menés en particulier pour la mesure du temps d'arrivée à partir de l'enveloppe du signal d'amplitude de l'écho, en prenant en compte l'influence du rapport signal à bruit et de la durée du signal émis. La validation des formules théoriques obtenues sur données réelles confirme la pertinence de l'approche retenue.

L'étude de l'implémentation d'algorithme de détection multiple commence par une mise en évidence de la perte d'information liée à la détection d'une seule cible par faisceau et par la visualisation des limitations intrinsèques liées à la configuration actuelle des antennes de SMF. Par la suite, une série de traitements adaptés à la définition d'un algorithme de détection multiple est proposée. Ces traitements sont notamment basés sur une différenciation du type de cibles sous-marines (cibles linéiques, surfaciques, ponctuelles) et par leur caractérisation spectrale : pour cette dernière, un critère reposant sur la longueur de "bande effective" du signal reçu permet de séparer efficacement les cibles réelles du bruit. Ceci a permis d'implémenter un algorithme de multi-détection, qui a été testé sur différents jeux de données acquises dans des environnements complexes. Les résultats obtenus sur données réelles mettent en évidence l'intérêt de la prise en compte de plusieurs cibles temporellement disjointes dans chaque faisceau.

Les résultats de ces travaux contribuent à l'amélioration des performances hydrographiques des SMF bathymétriques en permettant à la fois une qualification en temps réel de la mesure acoustique ainsi qu'une meilleure description des cibles sous marines complexes.



---

# Abstract

Multibeam echosounders (MBES) are complex sonar systems giving accurate bathymetric measurements over a wide angular sector by forming several hundreds of steered beams. This work deals with the topics of measurement qualification and the study of the possibility to take several soundings into account inside each formed beam.

The definition of the quality is based on the classical estimation methods used in MBES to determine the water depth and on their variance derivation. This requires a good knowledge of the statistical properties of the acoustic signals according to the measurement conditions and the sounder settings, in order to derive the theoretical variance of the time of arrival inside each beam. Those developments define a quality estimator for each computed sounding in each beam, depending only on the acoustical signal properties. They were conducted specifically for the measurement of the time of arrival from the envelope of the amplitude signal, taking into account the impact of additive noise and the pulse length. The validation of the theoretical formulas on real data shows the relevance of the results.

The study of the implementation of multidetection algorithms begins by underlining the loss of information caused by the selection of only one sounding per beam, and by observing the intrinsic measurement limitations caused by MBES antennas typical configuration. Several processing methods designed to implement a multidetection algorithm are then defined. These processes are based on the characterization of the nature of underwater target (isolated, one-dimensional, extended) and of their spectral properties. For those, a criterion relying on the "effective bandwidth" of the received signal makes it possible to distinguish real targets from noise. This finally resulted into the implementation of a multidetection algorithm which was be tested on several datasets acquired in complex underwater environments. The results obtained on real data show the interest residing in taking into account several soundings per beam.

The results of this work contribute to the hydrographic performance improvement of MBES, giving a quality estimation of the acoustical measurement in real-time for each sounding and a better description of complex underwater targets.



---

# Remerciements

Je n'aurais pas pu finir cette thèse sans l'aide d'un nombre important de personnes qu'il sera difficile de remercier à la hauteur de ce qu'elles m'ont apporté.

Tout d'abord, je souhaite remercier **Xavier Lurton**, co-directeur de cette thèse, qui m'a fait découvrir le monde de l'acoustique sous-marine d'une façon originale et enrichissante en me permettant de participer à une campagne de mesures bathymétriques et sismiques sur un brise glace en Arctique. Je le remercie également pour l'ensemble de l'encadrement qu'il m'a fourni au cours de ces trois ans, ainsi que pour les longues heures de travail qu'il a passé à corriger mes productions et à vérifier mes résultats.

Je remercie mon encadrant, **Christophe Sintès** pour les nombreuses discussions sur mon sujet et pour les aspects théoriques qu'il a su m'apporter. Dans le cadre des développements théoriques, je tiens aussi à remercier **Thierry Chonavel** et **Dominique Pastor** qui m'ont permis d'aboutir dans mes calculs sur la qualification en amplitude des sondes.

Je remercie **René Garello**, second co-directeur de cette thèse, pour le soutien qu'il m'a fourni tout au long de ces trois années de thèse, ainsi que l'ensemble du département ITI de Télécom Bretagne où j'ai eu la chance d'effectuer une partie de mes travaux.

De manière globale, je remercie amicalement l'ensemble de mon équipe d'accueil de l'IFREMER, le service Acoustique Sous-marine (**Jean Marie Augustin, Yves Le Gall, Naïg Le Bouffant, Laurent Berger**) qui a contribué à enrichir ma vision des systèmes acoustiques.

Je remercie les rapporteurs de cette thèse, Phillipe Courtmontagne et Pierre Cervenka, qui ont relu mon manuscrit avec une attention manifeste.

Je remercie l'ensemble de membres de mon jury qui ne sont pas cités ci-dessus (**Elisabeth Gibert Brunet, Eric Pottier, Christophe Vrignaud**) d'avoir bien voulu accorder une oreille attentive à mes travaux.

Enfin je remercie ma famille proche, qui me supporte depuis plus de 28 ans, et ma compagne **Marion**, sans qui je n'aurais jamais osé commencé cette thèse et encore moins réussi à la finir.



*"They wanted facts. Facts! They demanded facts from him, as if facts could explain anything."*  
**Joseph Conrad**, *Lord Jim*





---

# Table des matières

<b>Résumé</b>	<b>i</b>
<b>Abstract</b>	<b>iii</b>
<b>Remerciements</b>	<b>v</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>I Contexte et état de l’art des méthodes de détection</b>	<b>5</b>
<b>1 Principes de fonctionnement des sondeurs multifaisceaux bathymétriques</b>	<b>7</b>
1.1 Généralités . . . . .	7
1.1.1 Propagation acoustique sous-marine . . . . .	7
1.1.1.a Équation des ondes, intensité et puissance reçue . . . . .	7
1.1.1.b Pertes de propagation dans le cas de l’onde sphérique . . . . .	9
1.1.1.c Vitesse du son dans l’eau et profil de célérité . . . . .	10
1.1.2 Équation du sonar actif . . . . .	11
1.1.3 Directivité d’antenne . . . . .	12
1.1.3.a Champ proche et champ lointain . . . . .	12
1.1.3.b Fonction de directivité et gain de directivité . . . . .	13
1.1.3.c Produit de directivité . . . . .	14
1.1.3.d Formation de voies . . . . .	15
1.2 Mesure acoustique de bathymétrie . . . . .	19
1.2.1 Configuration de la mesure . . . . .	19
1.2.2 Estimation de la direction d’arrivée . . . . .	20
1.2.2.a Direction d’amplitude maximale . . . . .	20
1.2.2.b Estimation par interférométrie . . . . .	21
1.2.2.c Méthodes haute-résolution . . . . .	23
1.2.3 Estimation du temps d’arrivée . . . . .	24

1.2.3.a	Recherche du barycentre sur l'amplitude du signal . . . . .	24
1.2.3.b	Recherche du passage à zéro de la phase interférométrique . . . . .	25
1.2.4	Incertitude de mesure . . . . .	25
1.3	Principe et configuration d'un sondeur multifaisceaux . . . . .	26
1.3.1	Antennes de sondeurs multifaisceaux . . . . .	26
1.3.2	Traitement d'antennes de sondeurs multifaisceaux . . . . .	27
1.3.2.a	Pondération d'antenne . . . . .	28
1.3.2.b	Interférométrie appliquée au SMF . . . . .	29
1.3.2.c	Secteurs d'émission . . . . .	30
1.3.2.d	Multi-pings . . . . .	31
1.3.3	Prise en compte des facteurs extérieurs . . . . .	31
1.3.3.a	Profil de célérité . . . . .	31
1.3.3.b	Compensation des mouvements du porteur . . . . .	32
1.3.4	Produits du SMF . . . . .	33
<b>2</b>	<b>Simulations et caractérisations de signaux de sondeurs multifaisceaux</b>	<b>37</b>
2.1	Discussion autour des méthodes de simulation . . . . .	37
2.1.1	Modèle des points brillants . . . . .	37
2.1.2	Modèle du lancer de tubes . . . . .	38
2.2	Principe des points brillants étendus et application à la simulation d'un sonar multifaisceaux . . . . .	38
2.2.1	Modélisation du fond et densité de réflecteurs . . . . .	38
2.2.2	Simulation des antennes SMF et calcul du signal complexe reçu . . . . .	39
2.2.2.a	Antennes et ombrage . . . . .	39
2.2.2.b	Calcul des signaux reçus . . . . .	40
2.3	Mise en oeuvre et validation du modèle de points brillants étendus . . . . .	42
2.3.1	Validation statistique . . . . .	42
2.3.2	Validation de la mesure de réflectivité . . . . .	43
2.3.2.a	Validation qualitative du bilan d'énergie . . . . .	43
2.3.2.b	Validation qualitative sur fond variable . . . . .	45
2.4	Caractérisation des signaux SMF . . . . .	47
2.4.1	Écho spéculaire . . . . .	48
2.4.1.a	Modèle . . . . .	49
2.4.1.b	Cas où $T_1 \leq T_2$ . . . . .	51
2.4.1.c	Cas où $T_1 > T_2$ . . . . .	53
2.4.2	Écho de cibles isolées . . . . .	53
2.4.2.a	Modèle . . . . .	53
2.4.2.b	Résultats . . . . .	55

2.4.2.c	Extension aux cibles étendues à une dimension . . . . .	56
2.4.3	Conclusion sur la nature des échos caractérisés . . . . .	56
2.4.3.a	Écho spéculaire . . . . .	56
2.4.3.b	Écho de cible isolée . . . . .	57
2.4.3.c	Écho de cible étendue à une dimension . . . . .	57
 <b>II Amélioration et application d'un facteur de qualité bathymétrique pour les sondeurs multifaisceaux</b>		<b>59</b>
<b>3</b>	<b>Facteur de qualité bathymétrique</b>	<b>61</b>
3.1	Méthodes d'estimation du temps d'arrivée de l'onde pour un sondeur multifaisceaux . . . . .	62
3.1.1	Détection sur l'amplitude . . . . .	62
3.1.2	Détection sur la phase interférométrique . . . . .	63
3.1.2.a	Régression linéaire . . . . .	65
3.1.2.b	Régression linéaire pondérée . . . . .	66
3.1.3	Précision et résolution de mesure . . . . .	66
3.2	Incertitude de mesure du temps sur l'amplitude . . . . .	68
3.2.1	Fluctuation des signaux SMF et enveloppe du signal d'amplitude . . .	68
3.2.1.a	Bruit gaussien circulaire . . . . .	68
3.2.1.b	Bruit multiplicatif : modèles de chatoiement . . . . .	69
3.2.1.c	Bruit additif . . . . .	70
3.2.2	Hypothèses de calcul et estimateur du temps d'arrivée sur l'amplitude	71
3.2.3	Biais et variance de l'estimateur du temps d'arrivée sur l'amplitude . .	71
3.2.3.a	Modèle simplifié de la forme d'enveloppe . . . . .	72
3.2.3.b	Définition d'une largeur d'enveloppe efficace et adaptation à une forme d'enveloppe quelconque . . . . .	73
3.2.3.c	Discussion sur la pertinence du choix du barycentre sur l'amplitude . . . . .	76
3.2.4	Prise en compte des conditions de mesures . . . . .	77
3.2.4.a	Impact de la longueur d'impulsion sur la variance de l'estimateur	77
3.2.4.b	Évaluation de la pertinence du modèle en fonction du RSB .	79
3.3	Incertitude de mesure de temps sur la phase interférométrique . . . . .	80
3.3.1	Hypothèses de calcul et estimateur du passage à zéro . . . . .	81
3.3.1.a	Hypothèses de calcul et approximations . . . . .	81
3.3.1.b	Estimateur du passage à zéro . . . . .	81
3.3.2	Biais et variance de l'estimateur du passage à zéro . . . . .	82
3.3.2.a	Biais et variance de $\hat{\alpha}$ , $\hat{\beta}$ , $\hat{\Delta\Phi}$ . . . . .	82

3.3.2.b	Biais et variance de $t_D^{\wedge}$ . . . . .	83
3.3.3	Limitations et recommandations pour l'usage de l'estimateur du passage à zéro . . . . .	83
3.3.3.a	Domaine de validité de l'approximation en fonction de la fluctuation de phase . . . . .	84
3.3.3.b	Centrage de la fenêtre d'analyse temporelle . . . . .	84
3.4	Définition du facteur de qualité . . . . .	85
3.4.1	QF sur l'amplitude . . . . .	86
3.4.2	QF sur la phase interférométrique . . . . .	86
<b>4</b>	<b>Synthèse et applications du facteur de qualité</b>	<b>89</b>
4.1	Mise en œuvre du QF . . . . .	89
4.1.1	Présentation de la ligne de test . . . . .	89
4.1.2	Implémentation du QF en amplitude . . . . .	90
4.1.3	Implémentation du QF en phase . . . . .	91
4.1.4	Bilan de l'implémentation . . . . .	93
4.2	Validation des formules théoriques et limitations du QF . . . . .	94
4.2.1	Validation sur données simulées . . . . .	94
4.2.2	Validation sur données réelles . . . . .	95
4.2.2.a	Méthodologie . . . . .	95
4.2.2.b	Validation sur données du Reson textitSeabat 7111 . . . . .	96
4.2.2.c	Validation sur données de <i>Seabat 7125</i> . . . . .	97
4.2.2.d	Validation sur données de <i>Seabat 7150</i> . . . . .	98
4.2.3	Limitations à l'utilisation du QF . . . . .	99
4.2.3.a	Limitations au QF en amplitude . . . . .	99
4.2.3.b	Limitations au QF en phase . . . . .	100
4.3	Utilisations du QF dans des algorithmes de post-traitement . . . . .	100
4.3.1	Algorithme de détection : choix amplitude/phase . . . . .	100
4.3.2	Définition d'un estimateur basé sur le maximum de vraisemblance . . . . .	103
4.3.2.a	Hypothèses nécessaires pour la définition de l'estimateur du maximum de vraisemblance basé sur le QF . . . . .	103
4.3.2.b	Définition de l'estimateur . . . . .	104
4.3.2.c	Application sur données réelles . . . . .	105
4.3.3	Perspectives : utilisation dans CUBE . . . . .	107
4.3.3.a	Principe général de CUBE . . . . .	107
4.3.3.b	Utilisation possible dans CUBE : étude préliminaire . . . . .	107

<b>sieurs sondes par faisceaux</b>	<b>109</b>
<b>5 Discussion sur la détection multi-cibles par les SMF bathymétriques</b>	<b>111</b>
5.1 Comportement d'un SMF en configuration multi-cibles . . . . .	111
5.1.1 Exemples classiques d'environnements multi-cibles . . . . .	111
5.1.1.a Exemples de signaux <i>Seabat 7125</i> . . . . .	112
5.1.1.b Exemples de signaux <i>EM 2040</i> . . . . .	112
5.1.2 L'information incomplète fournie par la mono-détection . . . . .	113
5.1.2.a Épave . . . . .	114
5.1.2.b Épave et chaîne . . . . .	116
5.1.2.c Mât . . . . .	117
5.2 Mise en évidence des problèmes liés à la configuration des SMF bathymétriques	118
5.2.1 Lobes secondaires de directivité . . . . .	119
5.2.1.a A l'émission . . . . .	119
5.2.1.b En réception . . . . .	121
5.2.2 Positionnement des échos dans le lobe principal . . . . .	123
5.2.2.a Positionnement longitudinal . . . . .	123
5.3 Discussion sur une évolution des SMF bathymétriques pour une mesure multi-cibles . . . . .	125
5.3.1 Discussion sur une évolution structurelle des SMF . . . . .	125
5.3.2 Spécification de fonctionnalités de la mesure multi-cibles pour SMF bathymétrique . . . . .	128
<b>6 Traitements pour la multi-détection</b>	<b>131</b>
6.1 Extraction des échos de faibles amplitudes . . . . .	131
6.1.1 Caractérisation spectrale des échos de cibles étendues dans un faisceau	131
6.1.1.a Hypothèses et modèle d'écho . . . . .	131
6.1.1.b Définitions et principe . . . . .	133
6.1.1.c Test sur données réelles . . . . .	136
6.1.2 Caractérisation inter-faisceaux des échos de cibles isolées et cibles étendues à une dimension . . . . .	137
6.1.2.a Définitions et principe . . . . .	137
6.1.2.b Application . . . . .	138
6.2 Filtrage à largeur de bande évolutive applicable aux signaux de SMF . . . . .	140
6.2.1 Principe . . . . .	140
6.2.2 Application . . . . .	141
6.3 Description de l'algorithmique de détection multiple . . . . .	143
6.3.1 Vue d'ensemble de l'algorithme pour un ping . . . . .	143
6.3.1.a Description résumée . . . . .	143

6.3.1.b	Illustration sur un ping . . . . .	144
6.3.2	Fonctions principales de l'algorithme . . . . .	145
6.3.2.a	Estimation du nombre de cibles . . . . .	145
6.3.2.b	Extraction des zones contenant les échos . . . . .	148
6.3.2.c	Positionnement des sondes correspondant aux échos . . . . .	149
6.4	Mise en œuvre de l'algorithme de détection . . . . .	150
6.4.1	Traitement de données simulées . . . . .	150
6.4.1.a	Simulation d'un mât sur fond plat . . . . .	150
6.4.1.b	Vue d'ensemble du résultat . . . . .	151
6.4.1.c	Intérêt de la multi-détection dans cette configuration de mesure	153
6.4.2	Traitement de données réelles <i>Seabat 7125</i> . . . . .	154
6.4.2.a	Détection-constructeur . . . . .	154
6.4.2.b	Résultat sur un ping . . . . .	154
6.4.2.c	Vue d'ensemble du résultat . . . . .	157
6.4.2.d	Bilan pour les données <i>Seabat 7125</i> . . . . .	157
6.4.3	Traitement de données réelles <i>EM 2040</i> . . . . .	159
6.4.3.a	Détection-constructeur . . . . .	159
6.4.3.b	Résultat sur l'ensemble de la ligne de mesure . . . . .	160
6.4.3.c	Détection d'un mât sur fond plat . . . . .	162
6.4.3.d	Détection d'une chaîne à la proue . . . . .	163
6.4.3.e	Bilan pour les données <i>EM 2040</i> . . . . .	165
6.5	Facteur de qualité et détection multiple . . . . .	166
6.5.1	Observations sur données <i>Seabat 7215</i> . . . . .	166
6.5.2	Observations sur données <i>EM 2040</i> . . . . .	168
<b>Conclusions</b>		<b>171</b>
<b>A Normes OHI et facteur de qualité</b>		<b>175</b>
<b>B Facteur de Qualité sur données SMF</b>		<b>177</b>
<b>C Traitement multi-cibles sur données SMF</b>		<b>183</b>

---

# Liste des figures

1.1	Réflexion et réfraction d'une onde plane . . . . .	11
1.2	Différence de marche acoustique $\delta R$ entre un point de l'antenne (à $R$ ) et le centre de l'antenne. . . . .	12
1.3	Dépointage idéal d'une antenne linéaire . . . . .	15
1.4	Dépointage d'une antenne linéaire pour signaux numérisés . . . . .	16
1.5	Diagramme de directivité d'une antenne plane . . . . .	17
1.6	Diagramme de directivité d'une antenne plane en champ proche . . . . .	18
1.7	Diagramme de directivité corrigé d'une antenne plane en champ proche . . .	19
1.8	Configuration de la mesure bathymétrique . . . . .	19
1.9	Direction d'amplitude maximale . . . . .	21
1.10	Interférométrie . . . . .	21
1.11	Impact des sauts de phase sur l'estimation de $\theta_d$ . . . . .	22
1.12	Estimation de l'instant d'arrivée sur le signal d'amplitude . . . . .	24
1.13	Instant de passage à zéro de la différence de phase interférométrique . . . . .	25
1.14	Synoptique d'un système multifaisceaux. . . . .	27
1.15	Configuration classique d'antenne pour un SMF . . . . .	27
1.16	Combinaison émission/réception . . . . .	28
1.17	Pondérations d'antennes . . . . .	28
1.18	Formation de voies pour l'interférométrie SMF . . . . .	30
1.19	Création de secteurs d'émissions . . . . .	30
1.20	Principe du multi-pings . . . . .	31
1.21	Erreur de célérité . . . . .	32
1.22	Mouvements du porteur . . . . .	32
1.23	Correction du lacet . . . . .	33
1.24	Bathymétrie issue d'un SMF . . . . .	34
1.25	Mesure de réflectivité issue d'un SMF . . . . .	34
1.26	Données de colonne d'eau de SMF . . . . .	35



2.1	Aire insonifiée à incidence oblique pour un sondeur multifaisceaux . . . . .	39
2.2	Interaction entre onde incidente et un point brillant étendu . . . . .	40
2.3	Propagation de l'onde rétrodiffusée et de l'onde réfléchie . . . . .	41
2.4	Observation et prédiction de l'écart-type de la phase sur données simulées . .	43
2.5	Données simulées pour un ping . . . . .	44
2.6	Données simulées pour un ping . . . . .	45
2.7	Mesure simulée de réflectivité moyennée . . . . .	45
2.8	Bathymétrie et positions de l'antenne . . . . .	46
2.9	Signal simulé pour un ping et détection . . . . .	47
2.10	Mesure de bathymétrie sur zone simulée . . . . .	47
2.11	Mesure de réflectivité (BS) corrigée de la loi de Lambert. . . . .	48
2.12	Configuration de l'antenne et notations utilisées pour la modélisation de l'écho spéculaire. . . . .	49
2.13	Longueur relative de l'antenne insonifiée en fonction du temps pour $T_1 \leq T_2$ . .	51
2.14	Longueur relative de l'antenne insonifiée en fonction du temps pour $T_1 \leq T_2$ . .	51
2.15	Configuration de l'antenne et notations utilisées pour la modélisation des échos de cibles ponctuelles. . . . .	54
2.16	Configuration de l'antenne et notations utilisées pour la modélisation des échos de cibles étendues à une dimension. . . . .	56
3.1	Signal d'amplitude dans un faisceau . . . . .	63
3.2	Signal interférométrique d'un faisceau . . . . .	63
3.3	Résolution latérale maximale . . . . .	67
3.4	Impact du choix de la longueur de la rampe de phase sur la détection . . . .	68
3.5	Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte Carlo . . . .	73
3.6	Illustration du calcul de la largeur efficace sur l'amplitude d'un écho . . . . .	75
3.7	Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte-Carlo pour une forme d'enveloppe "en cloche" . . . . .	76
3.8	Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte-Carlo pour différentes longueurs d'impulsion . . . . .	79
3.9	Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte-Carlo pour différents RSB . . . . .	80
3.10	Variance de l'estimation du temps d'arrivée en fonction du centrage de la fenêtre	84
4.1	Données bathymétriques <i>Seabat 7111</i> . . . . .	90
4.2	Détail du $QF_A$ sur un ping . . . . .	91
4.3	Bathymétrie (à gauche) et QF (à droite) calculés sur l'amplitude . . . . .	91
4.4	Détail du $QF_\Phi$ sur un ping . . . . .	92
4.5	Bathymétrie (à gauche) et QF (à droite) calculés sur la phase interférométrique	92
4.6	Synthèse des QF sur un ping . . . . .	93

4.7	Bathymétrie et QF synthèse . . . . .	94
4.8	Validation du QF sur données simulées . . . . .	95
4.9	Méthodologie de validation du QF sur données réelles . . . . .	96
4.10	Validation du QF sur données de <i>Seabat 7111</i> . . . . .	97
4.11	Bathymétrie et QF synthèse . . . . .	97
4.12	Validation du QF sur données de <i>Seabat 7125</i> . . . . .	98
4.13	Bathymétrie et QF synthèse . . . . .	98
4.14	Validation du QF sur données de <i>Seabat 7150</i> . . . . .	99
4.15	Bathymétrie et QF calculés pour un ping. . . . .	101
4.16	Synoptique du choix amplitude/phase . . . . .	102
4.17	Choix amplitude/phase sur une ligne de mesure . . . . .	102
4.18	Distribution normale du barycentre sur l'amplitude . . . . .	103
4.19	Détection et qualification par le maximum de vraisemblance . . . . .	105
4.20	Comparaison de $z_{MLE}$ avec la bathymétrie classique . . . . .	106
4.21	Introduction du QF dans le modèle d'incertitude HGM . . . . .	108
5.1	Illustration du comportement d'un SMF par rapport à un MF . . . . .	112
5.2	Echogrammes dans un environnement multi-cibles . . . . .	113
5.3	Echogrammes dans un environnement multi-cibles . . . . .	114
5.4	Mono-détection : Exemple 1 . . . . .	115
5.5	Détail de faisceaux . . . . .	115
5.6	Mono-détection : épave et chaîne . . . . .	116
5.7	Détail de faisceaux sur épave et chaîne . . . . .	116
5.8	Mono-détection au passage sur un mât . . . . .	117
5.9	Détail de faisceaux interceptant un mât . . . . .	118
5.10	Lobes secondaires à l'émission . . . . .	120
5.11	Simulation de signaux SMF avec objet dans les lobes secondaires d'émission . . . . .	120
5.12	Vue d'un mât dans les lobes secondaires d'émission sur données réelles . . . . .	121
5.13	Lobes secondaires de réception . . . . .	121
5.14	Artefacts liés aux lobes secondaires de réceptions . . . . .	122
5.15	Positionnement longitudinal des sondes . . . . .	123
5.16	Simulation de données sur escalier . . . . .	124
5.17	"Escaliers" sur épave . . . . .	124
5.18	Évolution des échogrammes amplitude et phase à l'approche d'un mât . . . . .	127
5.19	Proposition d'une structure SMF permettant un positionnement longitudinal des échos . . . . .	127
6.1	Bande efficace du signal en fonction du RSB . . . . .	135

6.2	Signal dans un faisceau interceptant une chaîne et le fond . . . . .	136
6.3	Bande efficace d'un faisceau interceptant une chaîne et le fond . . . . .	137
6.4	Caractérisation inter-faisceaux d'une cible étendue à une dimension . . . . .	139
6.5	Caractérisation inter-faisceaux d'une cible étendue à une dimension avec prise en compte de la largeur angulaire de l'écho . . . . .	139
6.6	Variation de la largeur de filtrage en fonction de la distance oblique . . . . .	142
6.7	Filtrage de données par un filtre de largeur évolutive . . . . .	142
6.8	Contour à -30 dB de données filtrées par un filtre de largeur évolutive . . . . .	143
6.9	Synoptique de l'algorithme de multi-détection . . . . .	145
6.10	Chaîne de traitement associée à un ping . . . . .	146
6.11	Estimation du nombre de cibles adaptées à une détection sur l'amplitude sur un ping . . . . .	147
6.12	Estimation du nombre de cibles adaptées à une détection en phase sur un ping	148
6.13	Schéma de fonctionnement pour l'extraction des échos . . . . .	149
6.14	Configuration de la ligne mesure pour un mât sur fond plat . . . . .	151
6.15	Visualisation du résultat de la mesure . . . . .	152
6.16	Superposition des sondes sur le terrain de mesure . . . . .	152
6.17	Visualisation du résultat de la mesure limitée à une détection . . . . .	153
6.18	Détection sur le mât des données simulées . . . . .	153
6.19	Visualisation globale de la Détection-constructeur sur données <i>Seabat 7125</i> .	154
6.20	Visualisation de la Détection-constructeur sur données <i>Seabat 7125</i> en géomé- trie numéro de ping/numéro de faisceau . . . . .	155
6.21	Comparaison multi-détection et Détection-constructeur sur données <i>Seabat 7125</i> .	155
6.22	Modification des limites de l'épave sur un ping avec et sans multi-détection. .	156
6.23	Interaction d'un faisceau avec le bord de l'épave et le fond . . . . .	156
6.24	Visualisation globale de la multi-détection sur la donnée <i>Seabat 7125</i> . . . . .	157
6.25	Coupe de 10 pings <i>Seabat 7125</i> . . . . .	157
6.26	Sondes issues de la multi-détection sur données <i>Seabat 7125</i> en géométrie nu- méro de ping/numéro de faisceau. . . . .	158
6.27	Visualisation des deux détections sur la donnée <i>Seabat 7125</i> . . . . .	159
6.28	Visualisation globale de la Détection-constructeur sur données <i>EM 2040</i> . . .	160
6.29	Visualisation globale de la multi-détection sur données <i>EM 2040</i> . . . . .	161
6.30	Visualisation des deux détections sur la donnée <i>EM 2040</i> . . . . .	161
6.31	Détection du mât sur la donnée <i>EM 2040</i> . . . . .	162
6.32	Multi-détection en amplitude et en phase sur données <i>EM 2040</i> . . . . .	162
6.33	Comparaison Détection-constructeur et multi-détection sur mât, données <i>EM</i> <i>2040</i> . . . . .	163
6.34	Détection d'une chaîne de mouillage sur la donnée <i>EM 2040</i> . . . . .	163

6.35	Multi-détection en amplitude et en phase sur données <i>EM 2040</i> . . . . .	164
6.36	Comparaison Détection-constructeur et multi-détection sur chaîne de mouillage, données <i>EM 2040</i> . . . . .	164
6.37	Détection d'une chaîne de mouillage sur la donnée <i>EM 2040</i> . Problème de positionnement longitudinal. . . . .	165
6.38	Sondes issues de la multi-détection sur données <i>EM 2040</i> en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau. . . . .	165
6.39	Épave complète sur données <i>Seabat 7125</i> . . . . .	166
6.40	Sondes issues de la multi-détection sur données <i>Seabat 7125</i> en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau. . . . .	167
6.41	QF issu de la multi-détection sur données <i>Seabat 7125</i> en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau. . . . .	168
6.42	Observation du QF issu de la multi-détection sur un ping des données <i>Seabat 7125</i> . . . . .	168
6.43	QF issu de la multi-détection sur données <i>EM 2040</i> en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau. . . . .	169
6.44	Observation du QF issu de la multi-détection sur un ping des données <i>EM 2040</i>	170
B.1	Bathymétrie et réflectivité mesurée sur fond avec rides de sable. . . . .	178
B.2	QF sur fond avec rides de sable. . . . .	179
B.3	Coupe de comparaison entre QF, BS et bathymétrie . . . . .	180
B.4	Bathymétrie et réflectivité mesurée sur canyon. . . . .	181
B.5	QF sur canyon. . . . .	182
C.1	Photos du navire <i>Niedersachsen</i> . . . . .	183
C.2	Multi-détection en amplitude et en phase sur données <i>Seabat 7125</i> . Détection d'un bossoir . . . . .	184
C.3	Comparaison détection-constructeur et multi-détection sur l'épave du <i>Niedersachsen</i> . . . . .	185
C.4	Vues de l'épave du <i>Niedersachsen</i> sous plusieurs angles . . . . .	186
C.5	Multi-détection en amplitude et en phase sur données <i>Seabat 7125</i> . Détection du portique d'un chalutier. . . . .	187
C.6	Comparaison détection-constructeur et multi-détection sur une épave de chalutier. . . . .	188



---

# Liste des tableaux

1.1	Ordre de grandeur du paramètre $\alpha$ à différentes fréquences d'utilisation d'un SMF. . . . .	9
1.2	Comparaison de différentes pondérations d'antennes pour une antenne de longueur $L = 10\lambda$ . . . . .	29
3.1	Calcul du facteur de proportionnalité $B$ pour différents types d'enveloppe. . .	75
6.1	Nombre de sondes et pourcentage de sondes invalides sur la ligne de données simulées. . . . .	152
6.2	Nombre de sondes et pourcentage de sondes invalides sur la ligne de données <i>Seabat 7125</i> en fonction du type de détection. . . . .	158
A.1	Normes minimum pour les levés hydrographiques. . . . .	176



---

# Introduction

Les sondeurs multifaisceaux (SMF) bathymétriques sont des systèmes acoustiques complexes permettant une mesure de la hauteur d'eau sur un large secteur angulaire grâce à la formation d'un éventail de voies étroites (ou faisceaux) dépointées de la verticale. Dans de bonnes conditions et avec un système adapté, il est possible de mesurer la bathymétrie sur une bande latérale allant jusqu'à plus de cinq fois la profondeur à la verticale du porteur. L'apparition de ces systèmes dans les années 1970 a révolutionné le monde de la mesure bathymétrique en augmentant de façon considérable l'efficacité des campagnes de relevés cartographiques, où les sondes mesurées avec la technologie monofaisceau n'étaient jusqu'alors disponibles qu'à la verticale du navire.

De nombreux domaines scientifiques et industriels ont recours à l'utilisation de ces systèmes, depuis l'océanographie, la géologie jusqu'à l'exploitation pétrolière. Ils sont aussi utilisés dans le cadre de la surveillance des installations sous-marines (puits de pétroles, câbles sous-marins, pipelines...). Depuis le début des années 2000, l'emploi des SMF s'est étendu à l'étude des cibles présentes dans la colonne d'eau (chapelets de bulles, bancs de poissons...), élargissant encore leur terrain d'utilisation. Certains systèmes ont été conçus de manière à convenir à une utilisation en halieutique, pour aider à la réalisation des évaluations de stock d'espèces intervenant dans la définition des quotas de pêche, et pour étudier le comportement des poissons.

Dans ce document, l'étude se concentre sur l'utilisation des SMF à des fins hydrographiques, c'est-à-dire pour la réalisation de mesures de bathymétrie et la détection des obstacles potentiellement présents dans la colonne d'eau. Dans ce domaine, les problèmes liés à la portée maximale des systèmes ont été résolus grâce à différentes solutions technologiques (augmentation de la directivité des antennes, émission d'impulsions modulées en fréquence) et les nouvelles évolutions concernent l'amélioration de la précision (incertitude liée à la mesure) et de la résolution (capacité à décrire des cibles de petite taille). Ces points sont partiellement résolus par l'utilisation de sonars utilisant des fréquences adaptées à la hauteur d'eau, mais il existe toujours de nombreuses voies d'améliorations possibles, notamment dans les secteurs du traitement d'antenne et du traitement du signal acoustique.

Une préoccupation actuelle majeure des hydrographes se rapporte à l'extension considérable du temps de post-traitement des données SMF (nettoyage, vérification, création d'un Modèle Numérique de Terrain), augmentation directement liée au décuplement du nombre de sondes fournies par les sonars. Cette problématique est partiellement résolue par l'utilisation d'algorithmes de post-traitement supervisés effectuant un premier tri des sondes en se basant sur une estimation de leur incertitude. Cependant, les performances de tels algorithmes reposent sur la pertinence des modèles d'incertitude utilisés.

Un autre des buts actuels concernant les applications hydrographiques est de développer



des méthodes de détection assurant une description géométrique des obstructions assez précises pour garantir la sécurité de la navigation sur l'ensemble de la fauchée du SMF. Cela n'est possible que dans la mesure où l'on peut garantir que le système utilisé est capable de détecter de façon efficace l'ensemble des obstacles présents dans la colonne d'eau (comme une épave) en plus de la mesure classique de bathymétrie. A l'heure actuelle, les performances des SMF dans ce domaine ne sont pas satisfaisantes, et les situations de mesures ambiguës doivent parfois être résolues par l'utilisation conjointe du SMF et d'un sonar monofaisceau classique.

Ce mémoire de thèse est consacré à l'étude des deux problématiques hydrographiques citées ci-dessus. Dans un premier temps, le travail effectué cherche à mettre au point et à valider des méthodes de qualification des sondes à partir des signaux acoustiques. Cette qualification doit alors permettre de fournir une information d'incertitude de la mesure de hauteur d'eau associée à chaque sonde. Pour ce faire, l'incertitude de mesure sera abordée du point de vue de la théorie de l'estimation, en différenciant chaque sonde en fonction du traitement ayant permis de l'obtenir, et en effectuant un calcul de variance statistique associé à ce traitement. Dans un second temps, les problèmes existants liés à la non-détection d'obstacle par les SMF seront abordés par la caractérisation des signaux acoustiques en provenance de ces cibles et par la définition de traitements leur étant adaptés. Ceci conduira à la définition d'un algorithme implémentant une détection de sondes multiples dans les faisceaux où cela aura été jugé nécessaire.

L'ensemble de ces travaux seront réalisés puis testés grâce à la programmation d'un simulateur de signaux et sur des signaux réels issus de plusieurs SMF acquis directement après formation de voies. Les travaux ont été réalisés au sein de l'équipe Acoustique Sous-marine du département Navires et Systèmes Embarqués de l'Ifremer<sup>1</sup> et avec le département Image et Traitement de l'Information de Telecom Bretagne.

Ce manuscrit est organisé en trois grandes parties contenant chacune deux chapitres. Le chapitre 1 est une introduction au domaine de l'acoustique sous-marine et plus particulièrement aux applications sonars. Les bases des principaux phénomènes physiques en jeu y sont rapidement évoquées. On y aborde ensuite les hypothèses nécessaires aux différentes méthodes existantes pour réaliser une mesure bathymétrique à l'aide de systèmes sonars. Les techniques de traitement d'antennes adaptées aux SMF y sont détaillées avec attention. Le second chapitre de cette première partie se consacre tout d'abord à la mise au point de la simulation sonar utilisée dans la suite du document pour la validation des traitements, puis à la description des signaux acoustiques qui entrent en jeu dans le développement des méthodes de détections d'obstacles et de structures complexes par un SMF. Ainsi, cette première partie permet au lecteur de se familiariser avec les sujets et les outils utilisés dans la suite du document.

La seconde partie répond au second pan de la problématique du sujet concernant la définition et la validation d'un facteur de qualité pour les SMF bathymétriques. Ce travail se base sur les définitions préalablement établies par Lurton et Augustin en [1]. Des améliorations de ces définitions sont obtenues dans le premier chapitre de cette partie en abordant le sujet sous l'aspect d'un problème d'estimation d'un paramètre : le temps d'arrivée de l'onde. Les modèles et les hypothèses sur les signaux acoustiques des SMF y sont détaillés avant d'effectuer les développements associés aux deux principaux estimateurs de temps d'arrivée utilisés dans les sonars existants : la mesure du passage à zéro de la phase interférométrique et la détermination du barycentre de l'enveloppe de l'amplitude de l'écho. La validité des

---

1. Institut français de recherche pour l'exploitation de la mer

hypothèses de calcul est discutée tout au long de cette partie afin d'aboutir à des modèles d'incertitude prenant en compte des paramètres essentiels tels que la longueur d'impulsion et s'affranchissant des variables inutiles dans le cadre d'utilisation classique des sonars. On y aboutit à la définition du facteur de qualité (QF) en fonction de la provenance de la sonde (traitement sur l'amplitude ou sur la phase). Le second chapitre de cette partie sur la qualification des sondes décrit les validations effectuées pour confirmer la pertinence des définitions sur données simulées puis réelles. Cette validation sur données réelles est effectuée de manière rigoureuse sur des signaux provenant de SMF petit fond, moyen fond et grand fond fournis par l'Ifremer et le SHOM<sup>2</sup>. Cette partie est conclue par la présentation d'utilisations et de perspectives d'intégration de la mesure de qualité dans différentes applications.

La dernière partie du document s'attache à la description de l'implémentation d'un algorithme de détection multiple sur des données de SMF, ce type d'algorithme devant être capable de résoudre le problème de l'existence possible de plusieurs cibles temporellement disjointes situées à un angle de vue identique (environnement multi-cibles). Le premier chapitre de cette partie fait le bilan des limitations liées à la configuration des systèmes existants en faisant le lien entre leurs limitations théoriques intrinsèques avec des situations de mesures sur données réelles et simulées, acquises et générées dans des environnements multi-cibles. Ces observations permettront de définir des recommandations sur la programmation d'un algorithme de détection multiple sur les SMF existants. Ce chapitre sera conclu par des perspectives d'évolution structurelle des systèmes pour améliorer leur fonctionnement dans des environnements multi-cibles. Le dernier chapitre propose une série de traitements de la donnée SMF visant à la programmation d'un algorithme de détection multiple. Ces traitements sont ensuite combinés en un algorithme de multi-détection complet qui est testé et validé sur plusieurs jeux de données dans des situations complexes. Cela nous autorise une première évaluation de l'intérêt d'un tel algorithme d'un point de vue de la mesure bathymétrique, en gardant à l'esprit l'objectif d'une mesure bathymétrique exhaustive permettant d'assurer la sécurité de la navigation. Enfin, une observation de la qualification des sondes (définie dans la partie 2) ajoutées par l'algorithme de multi-détection par rapport à une détection classique nous permet de conclure sur la pertinence de cette qualification dans le cadre de la prise en compte de plusieurs cibles par faisceau.



*Ces travaux de thèse ont été entièrement financés par une bourse de la Direction Générale de l'Armement (DGA/DS/MRIS).*

---

2. Service hydrographique et océanographique de la Marine



## Première partie

# Contexte et état de l'art des méthodes de détection



# Principes de fonctionnement des sondeurs multifaisceaux bathymétriques

## 1.1 Généralités

### 1.1.1 Propagation acoustique sous-marine

Les travaux présentés portent sur le traitement des signaux acquis par les systèmes Sondeurs MultiFaisceaux (SMF) qui proviennent de l'interaction d'ondes acoustiques avec le milieu marin. Les SMF font partie de la famille des sonars actifs pour lesquels on suit un signal depuis l'instant d'émission jusqu'à l'instant de réception de l'écho dont on mesure le temps et la direction d'arrivée. On doit caractériser son trajet entre ces deux instants. Il est indispensable de connaître correctement la physique de propagation des ondes acoustiques dans le milieu marin. L'ensemble des phénomènes entrant en jeu sont discutés dans [2].

#### 1.1.1.a Équation des ondes, intensité et puissance reçue

Les ondes acoustiques se propagent par un principe de variation de pression dans le milieu. La vitesse  $c$  de cette propagation (ou célérité) peut être déterminée par les caractéristiques physiques du milieu dans laquelle elle a lieu. Dans le cas des fluides, ces caractéristiques sont sa masse volumique  $\rho$  ainsi que sa compressibilité  $\chi$  et on a :

$$c = \sqrt{\frac{1}{\rho\chi}} \quad (1.1)$$

**Équation des ondes :** Si on reprend l'équation d'Alembert décrivant la propagation des ondes, et exprimée pour  $p$  la pression acoustique d'une onde se propageant dans un milieu  $(x, y, z)$ , on a en fonction du temps  $t$  :

$$\Delta p = \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} = \frac{1}{c^2(x, y, z)} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (1.2)$$

On recherche la solution harmonique de l'équation des ondes, c'est à dire  $p(x, y, z, t) = p(x, y, z)e^{j\omega_0 t}$ , où  $\omega_0$  est la pulsation de l'onde associée à une fréquence  $f_0$ .

Ceci conduit à l'équation de Helmholtz :

$$\Delta p(x, y, z) + k^2(x, y, z)p(x, y, z) = 0 \quad (1.3)$$

où  $k(x, y, z) = 2\pi f_0/c(x, y, z) = \omega_0/c(x, y, z)$ .

Si on considère à présent le cas d'un transducteur ponctuel dans un milieu isotrope, on obtient comme solution à 1.2 l'expression d'une onde sphérique :

$$p(r, t) = \frac{p_0}{R} e^{j(\omega_0 t - kR)} \quad (1.4)$$

où  $k = \omega_0/c$  est le nombre d'onde correspondant à la fréquence  $f_0$  et  $R$  la distance séparant le point de mesure de la source de l'onde.

Dans le cas de l'onde sphérique, on observe que l'amplitude de la pression acoustique décroît en  $1/R$ .

**Intensité et puissance reçue :** L'intensité acoustique  $I$  est le flux d'énergie en  $\text{W}/\text{m}^2$  passant en un point donné. Il est égal au produit moyen de la pression acoustique par la vitesse de déplacement du fluide. La vitesse de déplacement du fluide est la vitesse  $v$  définie par l'équation traduisant la relation fondamentale de la dynamique :

$$\nabla p = -\rho \frac{\partial v}{\partial t} \quad (1.5)$$

Si on se place dans le cas de l'onde sphérique présentée dans l'équation (1.4), on obtient pour l'intensité à la distance  $R$  de la source :

$$I(R) = p \cdot v = \frac{p_0^2}{2\rho c R^2} \quad (1.6)$$

A partir de l'intensité, on définit la puissance acoustique  $P$  reçue par une surface  $S$  dans le cas d'une onde sphérique par :

$$P(R) = \frac{p_0^2 S}{2\rho c R^2} \quad (1.7)$$

Ainsi, on peut déterminer la variation d'intensité de l'onde sphérique qui servira pour le calcul des pertes de propagation. C'est ce modèle de l'onde sphérique qui servira de brique de base pour la description des signaux de systèmes sonars dans la plupart des conditions de fonctionnement.

### 1.1.1.b Pertes de propagation dans le cas de l'onde sphérique

Les pertes de propagation des ondes acoustiques sont majoritairement liées à deux effets principaux :

- la divergence géométrique,
- l'absorption par le milieu.

Dans notre étude on se limitera à la prise en compte de ces deux effets.

**La divergence géométrique :** Lors de la propagation d'une onde sphérique, l'énergie émise par la source se propage à travers une surface  $S$  qui augmente avec le carré de la distance  $R$  à cette source ( $S = 4/3\pi R^2$ ). Ainsi la décroissance de l'intensité acoustique entre deux points  $A$  et  $B$  situés à des distances  $R_A$  et  $R_B$  de la source est :

$$\frac{I(R_A)}{I(R_B)} = \left(\frac{R_B}{R_A}\right)^2 \quad (1.8)$$

Si on se ramène à la sphère unité, on notera les pertes de propagation  $TL$  en dB entre la distance de référence ( $R_0 = 1$  m) et la distance d'observation  $R$  :

$$TL = 20 \log_{10}(R/R_0) \quad (1.9)$$

**L'absorption par le milieu :** La propagation de l'onde dans l'eau de mer est soumise à l'absorption d'une partie de l'énergie par le milieu. Sans rentrer dans les détails, on retiendra que l'absorption est causée d'une part par la viscosité de l'eau, et d'autre part par la relaxation de certaines molécules spécifiques à l'eau de mer. L'eau est un milieu dissipatif, dans lequel l'amplitude de l'onde diminue de façon proportionnelle à elle-même. En conséquence la pression acoustique décroît de façon exponentielle avec la distance. Ainsi en reprenant le cas de l'onde sphérique, on obtient l'équation suivante :

$$p(r, t) = \frac{p_0}{R} e^{-\gamma R} e^{j(\omega_0 t - kR)} \quad (1.10)$$

où  $\gamma$  est le paramètre quantifiant l'absorption du milieu (en Nepers par mètre).

Généralement, afin de travailler avec des grandeurs en décibels, on y associe le paramètre  $\alpha$ , en décibels par mètre, défini par :  $\alpha = 20\gamma \log_{10}(e)$ . Le paramètre  $\alpha$  est paramétré par les conditions de mesures (fréquence de l'onde, température, salinité et pression hydrostatique). Le modèle de François et Garrison ([3] et [4]) est le plus communément utilisé pour déterminer ce paramètre et le prendre en compte dans le calcul final des pertes de propagation.

Le Tableau 1.1 donne un ordre de grandeur de ce paramètre aux fréquences typiques d'utilisation des SMF.

Fréquence (kHz)	10	30	100	200	300	400	1000
$\alpha$ (dB/km)	1	5	30	50	75	100	500

Tableau 1.1 – Ordre de grandeur du paramètre  $\alpha$  à différentes fréquences d'utilisation d'un SMF.



Si on considère la limitation en distance des systèmes en résultant, on constate qu'à 10 kHz, un coefficient de 1 dB/km permet d'atteindre des portées de quelques dizaines de km, alors qu'à 100 kHz on ne dépasse guère 1 km. Un système travaillant à 1 MHz sera limité à moins de 100 m de portée, ce qui en fait la limite supérieure des fréquences d'utilisation des SMF.

**Bilan des pertes de propagation :** Pour un trajet simple de l'onde et en première approximation, la perte de propagation  $TL$  est décrite dans la formule suivante :

$$TL = 20 \log_{10}(R) + \alpha R \quad (1.11)$$

C'est cette formule qui servira de base pour le calcul de distance maximale d'utilisation des systèmes sonar ainsi que pour les corrections de niveau à appliquer aux signaux acoustiques reçu en fonction du temps (Time Varying Gain : TVG).

Cependant, la nature du milieu entraîne d'autres conséquences que les pertes sur la propagation des ondes acoustiques.

### 1.1.1.c Vitesse du son dans l'eau et profil de célérité

Dans ce qui précède, nous avons évoqué la vitesse de propagation du son dans l'eau sans considérer sa possible variation dans la colonne d'eau. En pratique, la vitesse du son dans l'eau dépend de plusieurs paramètres physiques qui sont principalement :

- la température  $T$ ,
- la pression hydrostatique (causée par la profondeur  $z$ ),
- la salinité.

La connaissance de ces paramètres dans l'ensemble de la colonne d'eau est essentielle afin de pouvoir tracer un profil de la vitesse du son dans l'eau en fonction de la profondeur.

Ce profil de célérité est essentiel à la mesure bathymétrique car il permet de calculer les trajets de l'onde acoustique dans la colonne d'eau. L'équation de Snell-Descartes (1.12) avec les notations de la Figure 1.1 décrit le changement de direction d'une onde plane à la traversée d'une interface entre deux milieux de célérité différente :

$$\frac{\sin \theta_1}{c_1} = \frac{\sin \theta_2}{c_2} \quad (1.12)$$

Si on généralise cette équation à un milieu continu de célérité non constante, on obtient l'équation suivante :

$$\frac{\sin \theta(z)}{c(z)} = \text{constante} \quad (1.13)$$

où  $z$  est la coordonnée de profondeur.

Ainsi, on constate que la variation du profil de célérité du son change progressivement la direction de propagation de l'onde. Si cette variation de la direction de propagation n'est pas

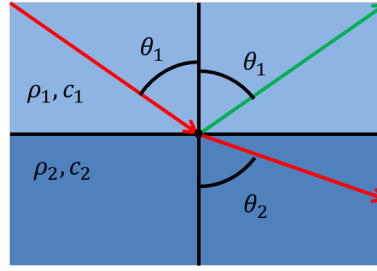


Figure 1.1 – Réflexion et réfraction d'une onde plane à l'interface entre deux milieux

prise en compte lors du calcul du trajet de l'onde, la position de la sonde associée sera biaisée (voir 1.3.3.a).

En pratique, avant de commencer l'acquisition de données sonar on effectuera une évaluation de ces paramètres à l'aide d'une sonde effectuant une série de mesures permettant de créer un profil de célérité de la colonne d'eau.

### 1.1.2 Équation du sonar actif

L'équation du sonar actif en décibels s'écrit de la façon suivante :

$$SNR = SL - 2TL + TS + DI + PG - NL \quad (1.14)$$

avec :

- **SNR** : le rapport signal à bruit (RSB),
- **SL** : le niveau de signal émis,
- **DI** : le gain de directivité de l'antenne de réception (voir 1.1.3),
- **PG** : le gain de traitement, défini par la bande passante  $B$  du signal et la durée  $T$  de l'impulsion émise,

$$PG = 10 \log_{10}(BT) \quad (1.15)$$

- **TL** : les pertes de propagation décrites dans l'équation (1.11) ,
- **TS** : l'indice de cible. Il dépend à la fois de la nature de la cible et de la configuration de mesure. Ainsi, pour un faisceau éclairant une aire  $A$  on aura :

$$TS = BS(\theta) + 10 \log_{10}(A) \quad (1.16)$$

où  $BS$  décrit l'indice de réflectivité de la cible ramené à une surface élémentaire de  $1 \text{ m}^2$ , variant avec l'angle d'incidence  $\theta$  de l'onde.

- **NL** : le niveau de bruit sur l'antenne de réception.

Cette équation propose un bilan d'énergie permettant par exemple de caractériser la cible par l'intermédiaire de son  $TS$ . Dans le cas des sonars de cartographie, on cherche principalement à caractériser des échos de cibles étendues, qui sont définies par l'empreinte du signal sur le fond de la mer.

Le RSB découlant de l'équation du sonar conditionne le fonctionnement des systèmes sonars. Pour un SMF, le RSB évoluera dans le plan transversal au bateau avec la distance oblique à l'antenne  $R$  et l'angle de pointage du faisceau  $\theta$ . En déterminant les variations du RSB en fonction de  $R$  et  $\theta$ , on sera capable de donner une zone de bon fonctionnement du sonar. A l'intérieur de cette zone, la valeur du RSB sera directement liée aux performances de mesure du système, donnant accès à une première évaluation de ces dernières.

### 1.1.3 Directivité d'antenne

La notion de directivité décrit le comportement individuel des transducteurs (individuels) et des antennes (groupements) utilisés dans un système sonar pour ce qui concerne leur capacité à émettre et recevoir les ondes acoustiques dans certaines directions de l'espace. Pour ce faire, on doit effectuer des approximations sur la nature des ondes conduisant à définir les notions de champ proche et de champ lointain.

L'ensemble des phénomènes décrits dans ce qui suit repose sur le principe d'Huygens. Ce principe nous informe que chaque point d'un front d'onde peut être considéré comme une source sphérique secondaire de même fréquence que l'onde incidente, nous permettant ainsi de mettre en place les notions telles que la sommation cohérente, le champ proche et le champ lointain.

#### 1.1.3.a Champ proche et champ lointain

Les notions de champ proche et de champ lointain se définissent pour une antenne donnée fonctionnant à une fréquence donnée. On définit deux régimes en fonction de la distance d'observation  $x$  comme il suit :

- **Champ proche** : les contributions des différents points de l'antenne apparaissent fortement déphasées les unes des autres au point d'observation, leur sommation se comporte comme un champ d'interférences, oscillant rapidement en fonction de la distance sur l'axe.
- **Champ lointain** : les contributions des différents points de l'antenne sont presque en phase et le champ résultant tend vers celui de l'onde sphérique.

On peut placer une limite à ces deux zones en reprenant la configuration décrite dans la Figure 1.2 mettant en avant la différence de marche acoustique maximale entre le centre et une extrémité de l'antenne.

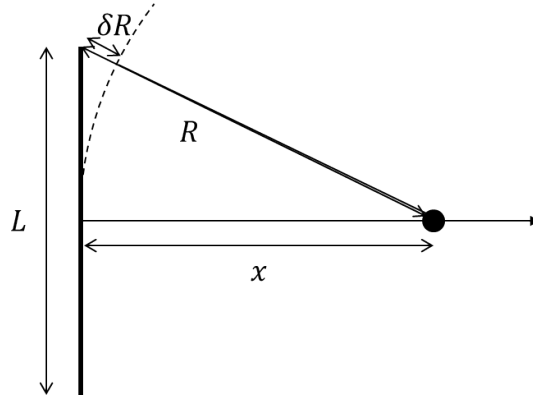


Figure 1.2 – Différence de marche acoustique  $\delta R$  entre un point de l'antenne (à  $R$ ) et le centre de l'antenne.

Ainsi, on a :

$$\delta R = R - x = \sqrt{x^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2} - x \approx \frac{L^2}{2x} \quad (1.17)$$

On considérera la zone de champ lointain comme correspondant aux  $x$  tels que la différence de marche soit au plus égale à la moitié de la longueur d'onde, ce qui donne au premier ordre la zone de champ lointain définie par l'ensemble des points situés à une distance supérieure à  $L^2/4\lambda$ .

Les notions liées au calcul des directivités des antennes dans l'approximation champ lointain sont abordées dans la suite.

### 1.1.3.b Fonction de directivité et gain de directivité

**Fonction de directivité :** On définit la directivité d'un transducteur **pour une certaine longueur d'onde**  $\lambda$  comme la fonction décrivant l'énergie transmise par le transducteur dans une direction de l'espace caractérisée par les angles  $\theta$  et  $\phi$  en coordonnées sphériques. Cette fonction de directivité est directement liée à la géométrie du transducteur. On considère que la réponse totale est la somme sur sa surface  $S$  de transducteurs élémentaires  $dS(x, y)$  rayonnant comme des sources omnidirectionnelles, et normalisée par son maximum.

Dans un premier temps, on se place en un point  $M$  de l'espace situé aux distances  $R(x, y)$  des sources élémentaires et à une distance moyenne  $R_m$  du transducteur. On suppose aussi que l'on se trouve dans les conditions de l'approximation champ lointain de sorte que les contributions des transducteurs élémentaires de l'antenne se somment de façon indépendante de la distance (le résultat ne dépend que de l'angle). On peut alors calculer la réponse du transducteur en ce point de l'espace sous la forme (1.18).

$$D_r(R_m, \theta, \phi) = R_m^2 \left| \int \int_S \frac{e^{-jkR(x,y)}}{R(x,y)} dS(x,y) \right|^2 \quad (1.18)$$

Enfin, on en déduit la directivité  $D(\theta, \phi)$  en champ lointain dépendant uniquement de l'angle d'observation  $(\theta, \phi)$  du transducteur du fait de la normalisation par le maximum :

$$D(\theta, \phi) = \frac{D_r(R_m, \theta, \phi)}{\max_{(\theta, \phi)} D_r(R_m, \theta, \phi)} \quad (1.19)$$

Si on prend l'exemple d'une antenne plane de longueur  $L$ , de largeur  $l$ , ( $L \gg l$ ), on aura en champ lointain dans le plan transverse à la longueur de l'antenne ( $\phi = 0$ ) :

$$\begin{aligned} D_r(R_m, \theta, 0) &= R_m^2 \left| \int_{-L/2}^{L/2} \frac{e^{-jkR(x)}}{R(x)} l dx \right|^2 \\ &\approx \left| e^{-jkR_m} \int_{-L/2}^{L/2} \exp\left(jk \frac{x}{\sin \theta}\right) l dx \right|^2 \\ &\approx \left( L \frac{\sin(kL/2 \sin \theta)}{kL/2 \sin \theta} \right)^2 \end{aligned} \quad (1.20)$$

Et donc :

$$D(\theta, 0) \approx \left( \frac{\sin(kL/2 \sin \theta)}{kL/2 \sin \theta} \right)^2 \quad (1.21)$$

A partir de la fonction de directivité de l'antenne, on définit les ouvertures à 3 dB  $\Delta\theta_{3dB}$  et  $\Delta\phi_{3dB}$  par les secteur angulaires définis par :  $D(\theta, 0) > 1/2$  et  $D(0, \phi) > 1/2$ . Pour une antenne plane de longueur  $L$  et de largeur  $l$ , on obtient une approximation des ouvertures en radians par  $\Delta\theta_{3dB} \approx \lambda/L$  et  $\Delta\phi_{3dB} \approx \lambda/l$  (borne maximale  $2\pi$ ).

**Gain de directivité :** Le gain de directivité  $DG$  décrit le "gain spatial en énergie" d'une antenne ayant une directivité  $D(\theta, \phi)$  par rapport à une antenne omnidirectionnelle. Cela se traduit par :

- en réception : une diminution du bruit (supposé spatialement isotrope) perçu par l'antenne du fait de sa directivité ;
- en émission : une augmentation de l'intensité acoustique transmise dans la direction principale.

On l'exprime de la sorte :

$$DG = -10 \log_{10} \left( \frac{1}{4\pi} \int \int D(\theta, \phi) \cos \theta d\theta d\phi \right) \quad (1.22)$$

où  $4\pi$  représente la fonction de directivité intégrée dans tout l'espace pour un transducteur sans directivité.

Ce gain caractérise l'antenne et est pris en compte dans l'équation du sonar (comme présenté dans 1.1.2). Lorsque l'on travaille avec un système actif, il faut le considérer aussi bien à l'émission (il est normalement inclus dans le terme  $SL$  de l'équation du sonar) qu'à la réception afin de caractériser l'ensemble du système.

La notion de directivité décrit la capacité d'un transducteur à transmettre ou à recevoir un flux d'énergie associé à une direction de l'espace. En pratique, on utilise souvent des antennes composées de plusieurs transducteurs. Ainsi, il est nécessaire de calculer la directivité résultante de ces réseaux en général faits de transducteurs élémentaires régulièrement espacés.

### 1.1.3.c Produit de directivité

**Directivité d'une antenne composée de plusieurs transducteurs :** Pour définir la directivité résultante d'une antenne sonar, il faut connaître les directivités élémentaires de ses transducteurs et la directivité qu'aurait un transducteur aux dimensions de l'antenne en question (voir [2]). Ainsi, si on note  $D_{elem}(\theta, \phi)$  la directivité des transducteurs élémentaires, et  $D_{antenna}(\theta, \phi)$  la directivité d'un transducteur à la forme de l'antenne, on obtient la directivité résultante  $D_{res}(\theta, \phi)$  par la relation suivante :

$$D_{res}(\theta, \phi) = D_{elem}(\theta, \phi) D_{antenna}(\theta, \phi) \quad (1.23)$$

**Combinaison des diagrammes de directivité d'émission et de réception :** De même que dans le paragraphe précédent, la directivité résultante du système en émission-réception sera la combinaison des directivités unitaires sous forme de produit. Plus explicitement, si l'on considère une antenne de réception  $R_x$  et une antenne d'émission  $T_x$  de directivités respectives  $D_{R_x}(\theta, \phi)$  et  $D_{T_x}(\theta, \phi)$ , on obtient un système ayant pour directivité globale  $D_{syst}(\theta, \phi)$  le produit :

$$D_{\text{sys}}(\theta, \phi) = D_{T_x}(\theta, \phi) D_{R_x}(\theta, \phi) \quad (1.24)$$

#### 1.1.3.d Formation de voies

Les résultats ci-dessus correspondent à des diagrammes de directivité d'antennes sous l'hypothèse du champ lointain et dans le cas d'une sommation synchrone des capteurs élémentaires. Il est possible de modifier les diagrammes de directivité par des méthodes de traitements regroupés sous le terme de formation de voies.

En général, l'amplitude maximale de la fonction de directivité d'une antenne correspond à sa direction normale. C'est dans cette direction que la réception se fera le mieux, et il est possible d'y localiser efficacement les échos. Afin d'éviter une rotation mécanique de l'antenne, et en travaillant séparément sur les signaux des capteurs élémentaires, on peut effectuer un dépointage du diagramme de directivité de l'antenne.

Dans la suite, on considère une antenne plane formée de  $n$  transducteurs  $a_i$  omnidirectionnels et équidistants (distance inter-capteurs  $d$ ). On cherche à effectuer un dépointage de cette antenne selon l'angle  $\theta_b$  tel que décrit sur la Figure 1.3.

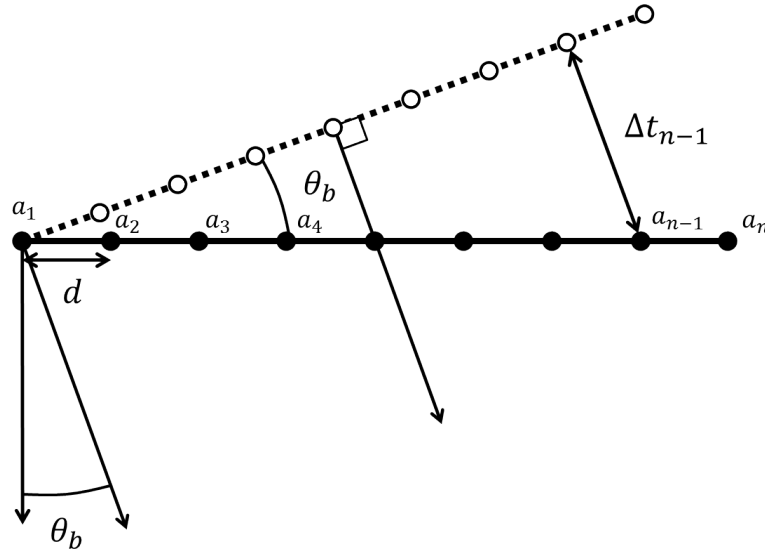


Figure 1.3 – Dépointage idéal d'une antenne linéaire. Les  $a_i$  sont les transducteurs élémentaires de l'antenne espacés d'une distance  $d$ . On dépointe l'antenne d'un angle  $\theta_b$  en appliquant un retard temporel  $\Delta t_i$  sur chaque transducteur.

**Principe du retard temporel :** L'idée de la formation de voie réside dans l'application d'un retard sur chaque capteur afin de dépointer le plan de l'antenne selon l'angle voulu. Dans le cas idéal, on applique alors un retard  $\Delta t_i$  à chaque capteur (voir Figure 1.3) :

$$\Delta t_i = (i - 1) \frac{d \sin \theta_b}{c} \quad (1.25)$$

On effectue ensuite la somme des capteurs retardés de cette valeur ce qui nous donne le signal résultant  $S_{\theta_b}(t)$  :

$$S_{\theta_b}(t) = \frac{1}{n+1} \sum_{i=1}^n y_i(t + \Delta t_i) \quad (1.26)$$

où  $y_i(t)$  est le signal temporel complexe reçu par le  $i$ -ème capteur.

**Impact de l'échantillonnage :** En pratique, on utilise des signaux échantillonnés à une fréquence  $f_s$ . Du fait de cette discrétisation, l'opération de retard consiste dans le décalage d'un nombre entier d'échantillons, et il est impossible d'appliquer un retard calculé continuellement sur les signaux de capteurs. Afin de pallier ce problème, il est nécessaire d'appliquer une correction fine en phase aux signaux décalés temporellement d'un nombre entier d'échantillons. On calcule :

- un retard grossier  $[\Delta t_i f_s] = l_i$  (en nombre d'échantillons), correspondant à l'échantillon le plus proche du retard idéal (l'opérateur  $[]$  désigne la partie entière).
- un retard fin  $\delta t_i$ , correspondant à la différence entre le retard idéal  $\Delta t_i$  et le retard grossier  $l_i/f_s$ .

On a alors :

$$l_i = \left[ (i-1) \frac{d \sin \theta_b}{c} f_s \right] \quad (1.27)$$

$$\delta t_i = (i-1) \frac{d \sin \theta_b}{c} f_s - \left[ (i-1) \frac{d \sin \theta_b}{c} f_s \right] \quad (1.28)$$

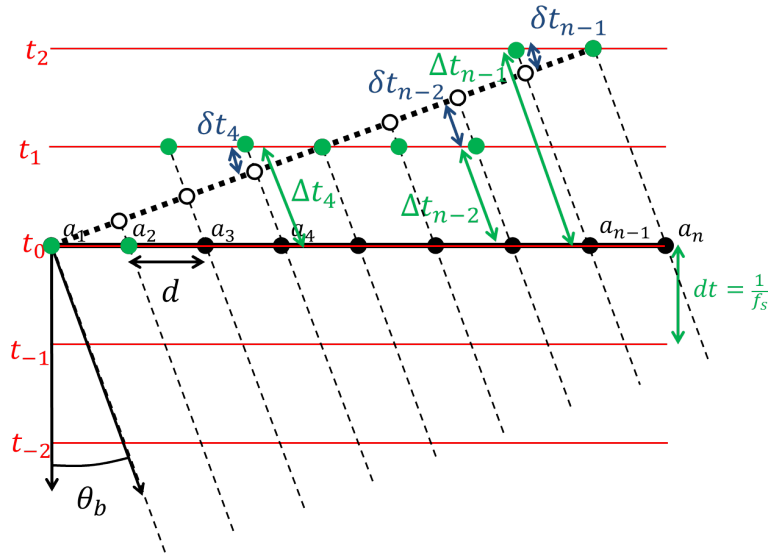


Figure 1.4 – Dépointage d'une antenne linéaire sous le principe de l'échantillon le plus proche. Les  $t_i$  sont les instants d'échantillonnage du système, faisant apparaître les retards fins ( $\delta t_i$ ) et grossiers ( $\Delta t_i$ ) associés à chaque capteur  $a_i$ .

La Figure 1.4 présente la façon dont on calcule ces retards sur les signaux numérisés.

Pour les signaux à bande étroite (approximés comme étant monochromatiques), on applique un terme de correction en phase dépendant de la longueur d'onde utilisée  $\lambda$ . Ainsi, on a :

$$S_{\theta_b}(t_k) = \frac{1}{n+1} \sum_{i=1}^n y_i(t_{k+l_i}) e^{j \frac{2\pi c}{\lambda} \delta t_i} \quad (1.29)$$

où  $t_k$  sont les valeurs de temps échantillonné.

**Résultat en champ lointain :** Si on prend l'exemple d'une antenne plane de longueur  $L$  et possédant des capteurs omnidirectionnels espacés de  $\lambda/2$ , on obtient en champ lointain les diagrammes de directivité présentés en Figure 1.5.

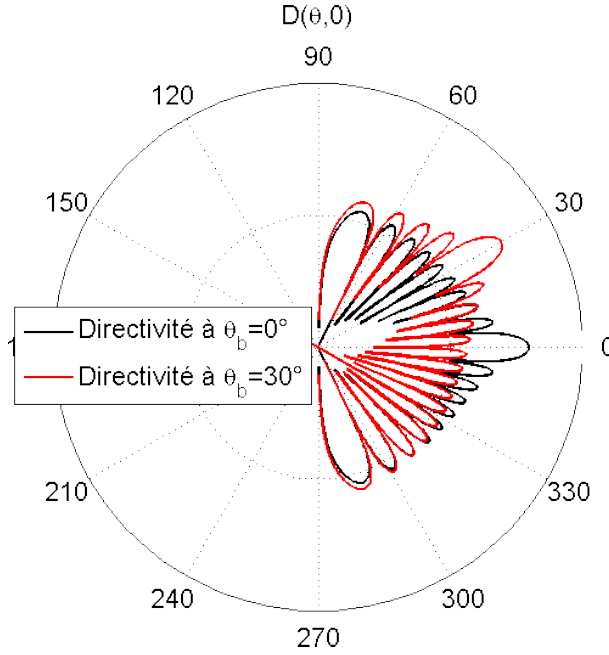


Figure 1.5 – Diagramme de directivité d'une antenne plane de longueur  $10 \lambda$ . *Noir* : Nominal ; *Rouge* : Dépointé à  $30^\circ$ .

A mesure que l'on dépointe l'antenne, la largeur des lobes augmente, du fait que l'opération de dépointage diminue la longueur effective de l'antenne proportionnellement au cosinus de l'angle de dépointage. On peut facilement obtenir les formules exactes de ces diagrammes de directivité en partant de la formule (1.21).

Le diagramme de directivité de l'antenne linéaire considérée dépointée de l'angle  $\theta_b$  est :

$$D_{\theta_b}(\theta, 0) = \left| \frac{\sin \left( n \frac{kd}{2} \cos \theta_b \sin(\theta - \theta_b) \right)}{n \frac{kd}{2} \cos \theta_b \sin(\theta - \theta_b)} \right|^2 \quad (1.30)$$

La méthode de dépointage de l'antenne décrite ci-dessus fonctionne correctement dans les conditions de l'approximation du champ lointain. En effet, les retards de chaque capteur sont calculés en supposant que l'onde arrivant sur l'antenne est plane. Dans le cas d'un objet proche de l'antenne, cela n'est plus le cas et si on n'effectue pas un traitement particulier, on forme des voies "floues". La Figure 1.6 illustre la fonction de directivité obtenue à une distance  $R = L^2/(8\lambda)$  qui est dans le champ proche de l'antenne.



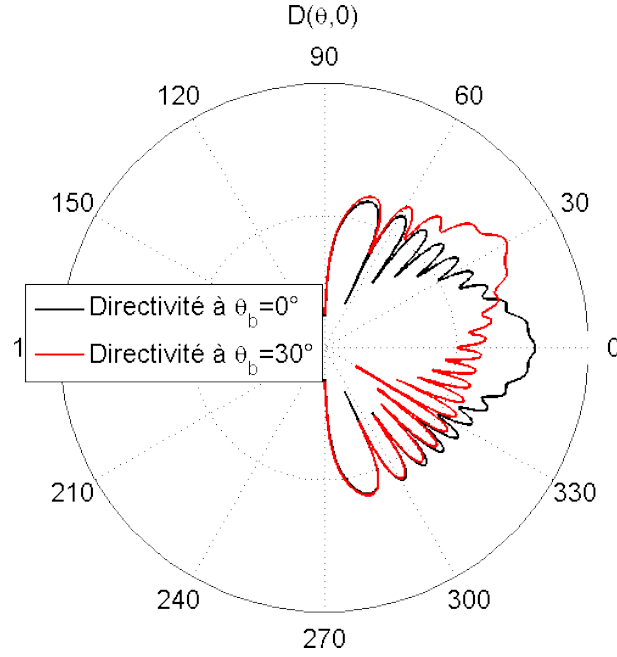


Figure 1.6 – Diagramme de directivité d'une antenne plane de longueur  $10 \lambda$  en champ proche. *Noir* : Nominal ; *Rouge* : Dépointé à  $30^\circ$ .

**Focalisation de l'antenne en champ proche :** En champ proche, on peut "courber numériquement" l'antenne pour venir compenser le retard  $\delta R/c$  issu de la différence de marche entre les capteurs de l'antenne décrite dans 1.1.3.a.

Ainsi, si on considère un point de l'espace à une distance  $R$  sur l'axe normal à l'antenne, on aura pour un capteur placé à une distance  $r$  du centre de l'antenne :

$$\delta t_{focus}(r) = \frac{\delta R(r) - R}{c} = \frac{\sqrt{R^2 + r^2} - R}{c} \approx \frac{r^2}{2Rc} \quad (1.31)$$

Cette valeur temporelle est en général assez petite pour que l'on se contente d'appliquer à chaque capteur un terme correctif de phase de valeur  $\phi(r) = k\delta R$ . Mais cette valeur corrective n'est valide que pour une distance donnée, ce qui amène à mettre en place une focalisation dynamique de l'antenne paramétrée par la distance à l'antenne. Le terme correctif de phase appliqué varie aussi avec le dépointage, du fait que la longueur effective de l'antenne change. Pour un faisceau dépointé à  $\theta_b$ , on applique la correction  $\phi_{\theta_b}(r) = k\delta R \cos \theta_b$ . On note que le champ proche est plus "proche" pour les faisceaux dépointés que pour les faisceaux centraux (Figure 1.7).

L'ensemble des principes acoustiques décrits précédemment est pris en compte et utilisé afin de définir des systèmes de mesure de la bathymétrie.

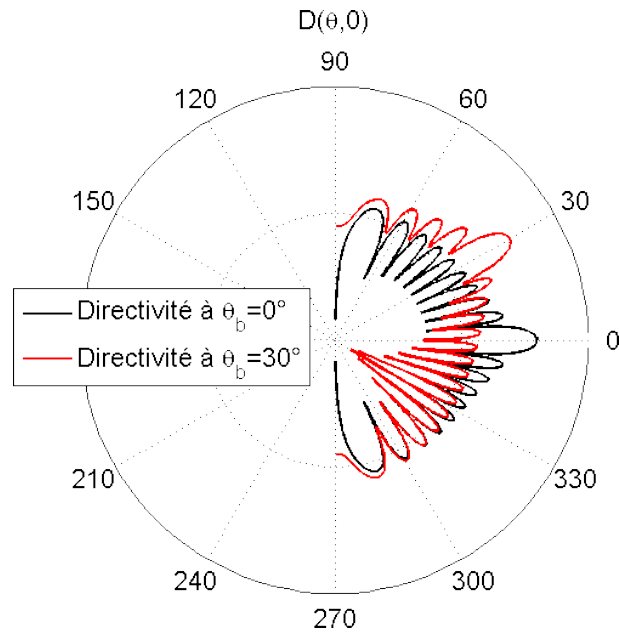


Figure 1.7 – Diagramme de directivité d'une antenne plane de longueur  $10 \lambda$  en champ proche avec correction par focalisation dynamique. *Noir* : Nominal ; *Rouge* : Dépointé à  $30^\circ$ .

## 1.2 Mesure acoustique de bathymétrie

### 1.2.1 Configuration de la mesure

La mesure bathymétrique par échosondeur repose sur le positionnement acoustique d'un point du fond générant un écho par rapport à un point de référence du porteur et à un instant donné (voir Figure 1.8).

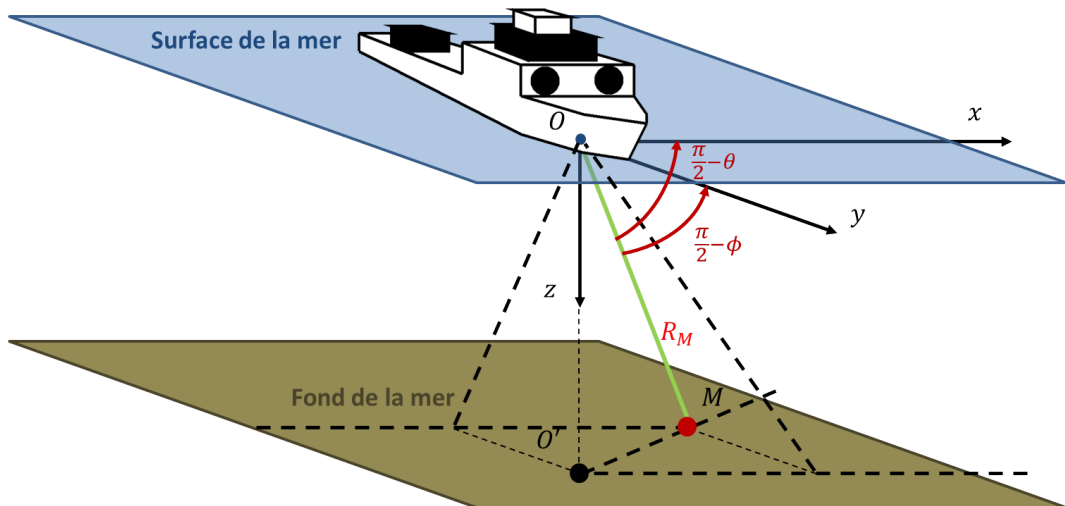


Figure 1.8 – Configuration de la mesure bathymétrique. Détermination de la position des points  $M$  par rapport au point de référencement du porteur  $O$ . On définit :  $R$  : distance oblique ;  $\theta = \arcsin((\vec{OM} \cdot \vec{Ox})/R)$  : angle latéral ;  $\phi = \arcsin((\vec{OM} \cdot \vec{Oy})/R)$  : angle longitudinal.

La définition des angles  $\theta$  et  $\phi$  correspond aux angles mesurables par un interféromètre

placé respectivement dans le sens longitudinal et latéral du bateau.

Dans l'ensemble de ce travail on évoque principalement les problématiques de positionnement qui sont liées à l'estimation de ces paramètres  $R$ ,  $\theta$  et  $\phi$ . Les problèmes liés au positionnement et aux mouvements du porteur sont brièvement évoqués en 1.3.3.b .

De plus, dans la première partie de ce travail, on considère que les systèmes utilisés possèdent une directivité assez étroite dans la direction  $y$  (angle  $\phi$ ) pour ne pas avoir à considérer le positionnement des sondes sur cet axe. On travaille uniquement à la mise au point d'une estimation des paramètres  $R$ , la distance oblique et  $\theta$ , l'angle d'arrivée de l'onde. L'estimation de la distance oblique passera par l'estimation du temps de vol de l'onde, directement lié à  $R$ . Dans le cas d'un milieu à célérité constante, on a simplement :

$$R = ct/2 \quad (1.32)$$

On l'utilise comme approximation liant la distance oblique au temps de propagation dans le cadre de l'étude des problèmes ne nécessitant pas une modélisation fine des phénomènes liés à la réfraction (§1.1.1.c). La détection bathymétrique considérée comme un processus local, entre dans ce cadre. On utilisera donc la formule 1.32 dans tout le reste de ce document.

Les systèmes existant fonctionnent en se basant principalement sur deux principes [5] :

- l'estimation de la direction d'arrivée  $\theta_d$  de l'onde acoustique à instant donné,
- l'estimation du temps  $t_d$  d'arrivée de l'onde acoustique à angle fixé.

## 1.2.2 Estimation de la direction d'arrivée

On distingue trois familles de méthodes d'estimation de la direction d'arrivée dans le domaine sonar :

- direction d'amplitude maximale,
- interférométrie,
- les méthodes dites "haute-résolution".

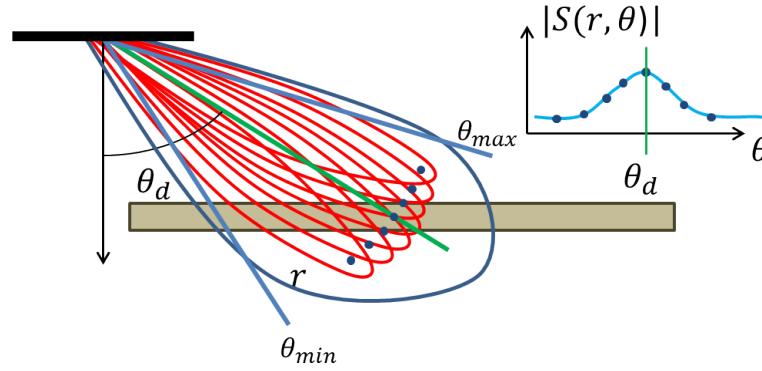
### 1.2.2.a Direction d'amplitude maximale

Pour un instant  $t$  donné, le principe est de déterminer la direction d'arrivée  $\theta$  de l'onde. En général, on se restreint à un secteur angulaire  $[\theta_{min}, \theta_{max}]$  (voir Figure 1.9) choisi en fonction de la configuration de mesure ou par une première approximation grossière de la direction d'arrivée. Cette première approximation peut être réalisée en formant une première série de faisceaux jointifs relativement larges par rapport à l'ouverture nominale de l'antenne et en choisissant le faisceau dont l'amplitude est maximale à cet instant donné.

Dans une seconde itération on forme une série dense de faisceaux dans ce secteur angulaire afin de déterminer de façon plus précise la direction d'arrivée de l'écho à l'instant considéré.

Sans rentrer dans les détails de la méthode, il faut insister sur le fait que la résolution angulaire atteignable est limitée par le système utilisé (voir [5]), et que la précision de mesure angulaire (l'angle séparant deux mesures indépendantes) est :

$$\Omega = \sqrt{\Delta\theta^2(\theta_d) + \left(\frac{T}{t \tan \theta_d}\right)^2} \quad (1.33)$$

Figure 1.9 – Estimation de  $\theta_d$  par la méthode de la direction d'amplitude maximale

où  $\Delta\theta$  est l'ouverture de l'antenne (fonction de l'angle de dépointage), et  $T$  est la longueur d'impulsion utilisée.

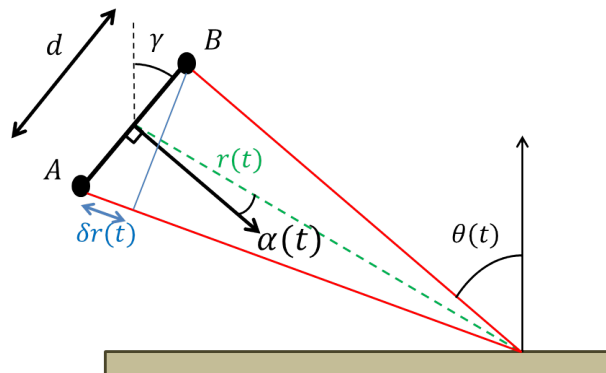
Cela définit un pas angulaire limite pour la création des faisceaux au-delà duquel on ne gagnera pas en précision de mesure. Cette méthode est relativement efficace pour les faisceaux à incidence rasante, mais est mal adaptée proche de la verticale.

Cette méthode de détection repose sur l'hypothèse d'une réflectivité constante sur la zone de mesure. En effet, si on se place dans un cas où cela n'est pas vérifié, la forme du signal en fonction de l'angle n'est plus une cloche conditionnée par la directivité de l'antenne, mais la combinaison de cette directivité avec la variation de réflectivité du fond.

Très rarement retenu, ce moyen de détection n'est plus utilisé dans les systèmes actuels. On le trouve dans des SMF de générations précédentes tel que le *Seabeam 2100* ([6]) ou le *Sea Falcon* de Thalès Underwater System.

### 1.2.2.b Estimation par interférométrie

L'estimation de la direction d'arrivée par interférométrie consiste à un instant donné  $t$  à mesurer la différence de phase  $\Delta\Phi(t)$  entre deux capteurs éloignés d'une distance  $d$ .

Figure 1.10 – Estimation de  $\theta$  par la méthode interférométrique classique

En reprenant les notations de la Figure 1.10, cette différence de phase  $k\delta r = kd \sin \alpha$  est directement liée à la différence de marche  $\delta r(t)$  entre les deux capteurs par la formule suivante :

$$\Delta\Phi(t) = \text{mod}(kd \sin \alpha(t), 2\pi) \quad (1.34)$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned} \alpha(t) &= \arcsin\left(\frac{\Delta\Phi(t)}{kd}\right) \\ \theta_d(t) &= \alpha(t) + \frac{\pi}{2} - \gamma + 2n\pi \end{aligned} \quad (1.35)$$

On constate ici que l'angle d'arrivée  $\alpha(t)$  est défini avec une ambiguïté liée à celle de  $2\pi$  sur la différence de phase associée.

**Prise en compte des sauts de phase :** Il en résulte que l'angle d'arrivée estimé est lui-même ambiguë, et qu'il faudra associer un traitement permettant de retirer les sauts de phases à l'estimation de l'angle d'arrivée.

Sur la Figure 1.11, on simule une antenne de sonar interférométrique au dessus d'un fond plat dans les conditions suivantes (configuration classique d'interféromètre) :

- hauteur d'eau : 15 m,
- angle de l'interféromètre par rapport à la verticale :  $33^\circ$ ,
- fond plat et horizontal,
- fréquence : 455 kHz,
- distance inter-capteur :  $6,4\lambda$ .

On observe les signaux temporels correspondant et on effectue l'estimation de la direction d'arrivée de ces signaux selon la méthode de l'équation (1.35) (Figure 1.11).

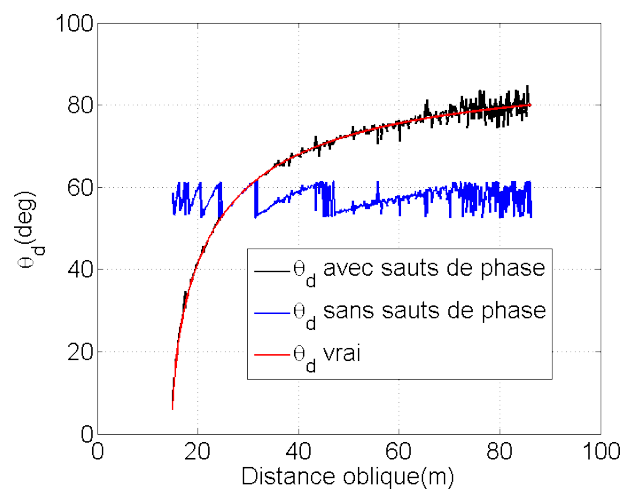


Figure 1.11 – Impact des sauts de phase sur l'estimation de  $\theta_d$  par interférométrie. *Bleu* : angle estimé sans la correction des ambiguïtés de phase ; *Noir* : angle estimé avec prise en compte des ambiguïtés de phase ; *Rouge* : véritable direction d'arrivée.

On conçoit que dans une telle configuration il est indispensable de résoudre le problème des ambiguïtés de phase pour pouvoir reconstruire correctement la bathymétrie.

Pour ce faire, il est possible d'utiliser une technique comme celle du Vernier décrite dans [7]. Cette technique nécessite d'avoir une antenne sonar ayant au moins trois capteurs. A l'aide de ces trois capteurs, il est possible de créer deux mesures d'interférométrie indépendantes  $\Delta\Phi_1(t)$  et  $\Delta\Phi_2(t)$ , avec des espacements intercapteurs  $d_1$  et  $d_2$  différents. De cette façon les ambiguïtés sur la phase se trouvent à des instants différents. Il s'en suit :

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_1(t) &= \text{mod}(kd_1 \sin \alpha(t), 2\pi) \\ \Delta\Phi_2(t) &= \text{mod}(kd_2 \sin \alpha(t), 2\pi)\end{aligned}\tag{1.36}$$

et on définit :

$$\epsilon = \left| \frac{\Delta\Phi_1(t)}{d_1} - \frac{\Delta\Phi_2(t)}{d_2} + \frac{2\pi n_1}{d_1} - \frac{2\pi n_2}{d_2} \right| \tag{1.37}$$

Il ne reste plus alors qu'à minimiser la quantité  $\epsilon$  en fonction de  $(n_1, n_2)$ , sous réserve que le niveau du bruit présent sur la phase n'empêche pas le bon fonctionnement de la méthode.

Pour se soustraire au problème des sauts de phase, il existe des méthodes travaillant directement sur le signal complexe (et non uniquement sur la phase) permettant de ne pas avoir à les prendre en compte dans le traitement de la recherche de la direction d'arrivée.

### 1.2.2.c Méthodes haute-résolution

Les méthodes haute résolution (voir [8] et [9]) travaillent sur le signal complexe en sortie des capteurs de l'antenne.

L'hypothèse de base de ces méthodes est que le signal, provenant de  $p$  sources et reçu par une antenne composée de  $M$  capteurs, prend la forme suivante :

$$y(t) = A(\theta)s(t) + n(t) \tag{1.38}$$

où  $y(t) \in \mathbb{C}^{M,1}$  est le signal bruité reçu ;  $n(t) \in \mathbb{C}^{M,1}$  est la matrice de bruit additif,  $s(t) \in \mathbb{C}^{p,1}$  est un vecteur d'amplitude du signal reçu en fonction des sources et  $A(\theta) \in \mathbb{C}^{M,p}$  est la matrice contenant les composantes en phase des signaux des sources, que l'on appellera matrice de dépointage.

On effectue les hypothèses suivantes :

- les signaux des  $p$  sources  $s(t)$  (avec  $p < M$ ) sont des variables aléatoires stationnaires de distribution circulaire gaussienne de moyenne nulle avec une matrice de covariance définie positive  $P = \mathbb{E}[s(t)s^*(t)]$  ;
- le vecteur de bruit  $n(t)$  a pour composantes des variables aléatoires stationnaires de distribution circulaire gaussienne de moyenne nulle avec une matrice de covariance  $\sigma_n^2 I$ ,  $\sigma_n^2$  étant la puissance du bruit et  $I$  la matrice identité de  $\mathbb{C}^{M,1}$  ;
- les vecteurs  $A(\theta_i)_{i \in [1,p]}$  de la matrice de dépointage sont linéairement indépendants.

Sous ces hypothèses on peut réaliser une approximation de la matrice de covariance de  $y(t)$  qui prend alors la forme :

$$R_y(t) \approx \mathbb{E}[y(t)y^*(t)] = A(\theta)PA^*(\theta) + \sigma_n^2 I \tag{1.39}$$

L'idée est ensuite de décomposer cette matrice de covariance en deux sous-espaces, l'un appartenant à la partie signal et l'autre à la partie bruit. Enfin on effectue l'hypothèse que le sous-espace bruit du signal est orthogonal à la matrice de dépointage  $A(\theta)$ . A partir de cette hypothèse, des algorithmes du type MUSIC [10] ou ESPRIT[11] effectuent une estimation des directions d'arrivées en leur associant un pseudo-spectre angulaire. Les pics du spectre indiquent alors les directions d'arrivées associées à l'instant du signal.

Ces méthodes posent le problème de l'estimation du nombre de sources  $p$ , dont la connaissance préalable est quasiment indispensable pour obtenir des performances supérieures à l'interférométrie classique.

Il existe à cet effet des méthodes d'estimation du nombre de sources, telles que les algorithmes AIC (Akaike Information Criterion [12]) et MDL (Minimum Description Length[13]), mais cela ajoute encore à la complexité et à la lourdeur de l'estimation de la direction d'arrivée associée à chaque échantillon temporel.

Dans la pratique, ces méthodes haute-résolution restent prospectives et n'ont fait l'objet que de très rares implémentations dans des systèmes industriels. On peut toutefois citer les sonars *EdgeTech 4600* [14] et *Benthos C-3D* [15]

### 1.2.3 Estimation du temps d'arrivée

Dans les systèmes possédant une directivité suffisante pour pouvoir fixer une direction d'arrivée nominale de réception de l'onde (tels que les SMF bathymétriques à faisceaux étroits), on cherche à estimer la distance oblique, en se basant sur deux méthodes :

- estimation sur l'amplitude du signal,
- recherche du passage à zéro de la phase interférométrique.

Ces méthodes sont plus largement développées par la suite dans la partie 3.1. On se contentera ici d'évoquer leurs principes.

#### 1.2.3.a Recherche du barycentre sur l'amplitude du signal

L'estimation du temps d'arrivée de l'onde sur l'amplitude du signal, consiste en la recherche du barycentre de l'enveloppe du signal dans chacune des voies formées.

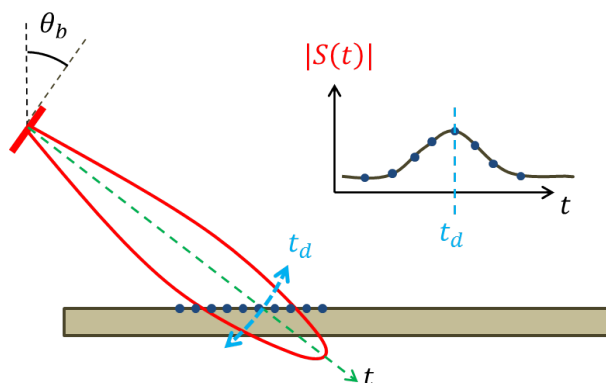


Figure 1.12 – Estimation de l'instant d'arrivée  $t_d$  sur l'amplitude du signal.

Sur la Figure 1.12, on présente le principe de l'étalement temporel du signal sur le fond dans un faisceau. En fonction de l'angle d'incidence du faisceau, de l'ouverture de celui-ci et

de la géométrie du fond, l'enveloppe du signal rétrodiffusé a une longueur temporelle variable directement liée à la qualité de l'estimation de la mesure de l'instant d'arrivée.

L'estimation du temps d'arrivée ainsi définie présente de meilleures performances pour les échos de courte durée et à fort RSB. On trouve ce type d'écho pour des angles d'incidence proches de la verticale, où l'estimation par le barycentre de l'amplitude a de bonnes performances.

### 1.2.3.b Recherche du passage à zéro de la phase interférométrique

On effectue ici une mesure de phase interférométrique entre deux parties de l'antenne de réception du sonar.

Pour la recherche du passage à zéro de la phase interférométrique, on se place dans le cas où l'on est capable de déterminer la rampe de phase associée à l'axe de l'interféromètre sans ambiguïté. Ce type de configuration se retrouve dans les SMF, où les faisceaux formés sont suffisamment fins pour associer la rampe de phase principale à l'enveloppe du signal d'amplitude.

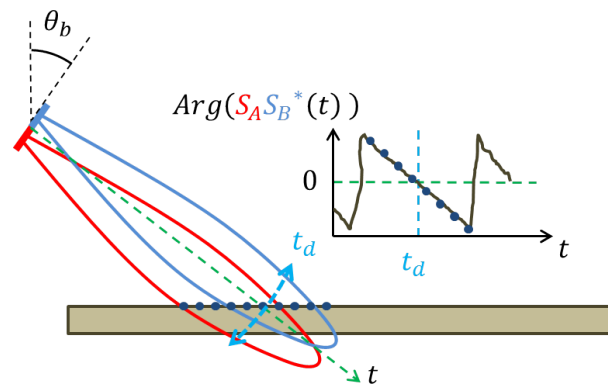


Figure 1.13 – Estimation de  $t_d$  par l'instant de passage à zéro de la différence de phase interférométrique.

Comme le montre la Figure 1.13, on recherche l'intersection de la rampe de phase estimée avec l'axe de phase nulle afin d'associer l'angle du faisceau à ce temps d'arrivée. Cette méthode de mesure se montre d'autant plus efficace que la rampe de phase est peu bruitée, et est de meilleure qualité dans le cas des faisceaux d'incidence rasante. Ceci en fait une méthode complémentaire à celle de détection en amplitude. On peut noter la possibilité de chercher l'instant de passage de la différence de phase à une valeur différente de zéro  $\Delta\Phi_i$ , auquel cas la sonde calculée n'est plus associée à l'axe du faisceau mais à un angle  $\theta_i$  fonction de  $\Delta\Phi_i$ .

De cette façon, il est possible d'extraire plusieurs sondes de la rampe de phase correspondant toutes à l'écho de la même cible principale [9].

Chacune des méthodes de mesure décrites auparavant, ainsi que l'ensemble de la chaîne de traitement des sondes peut être associée à une certaine incertitude de mesure.

### 1.2.4 Incertitude de mesure

Si l'on veut décrire de manière exhaustive l'incertitude liée à la mesure de bathymétrie avec les systèmes existants, il est nécessaire de prendre en compte un grand nombre de



paramètres, tels que décrits dans [16] :

- la mesure acoustique ;
- le profil de célérité ;
- le chemin acoustique dû à la réfraction ;
- le positionnement du porteur ;
- les mouvements du porteur (roulis, tangage, lacet et pilonnement) ;
- le relevé métrique du navire (position des antennes par rapport au point de référence du navire) ;
- la marée ;
- l’alignement des antennes ;
- la synchronisation temporelle des systèmes.

Dans notre cas, on se concentre sur la partie acoustique de la mesure, définie comme l’estimation de deux paramètres conjoints : l’angle d’arrivée  $\theta$  et le temps d’arrivée  $t$ . En première approximation on définit la hauteur d’eau par  $H = ct/2 \cos \theta$ . Dans ce cas, si l’on note  $\delta H$  l’incertitude verticale de mesure d’une sonde et que l’on considère que les estimations de  $t$  et  $\theta$  sont indépendantes, on aura une incertitude relative à la hauteur d’eau telle que :

$$\frac{\delta H}{H} = \frac{\delta t}{t} + \tan \theta \delta \theta \quad (1.40)$$

Dans une grande partie de ce qui suit nous nous intéresserons tout particulièrement à l’incertitude liée à l’estimation du temps d’arrivée de l’onde en rentrant plus en détails dans le fonctionnement des sondeurs multifaisceaux.

## 1.3 Principe et configuration d’un sondeur multifaisceaux

Les sondeurs multifaisceaux bathymétriques sont des systèmes relativement complexes (Figure 1.14) et comprennent une partie acoustique, une partie électronique de puissance et de réception et enfin une partie logiciel et traitement. Ces systèmes doivent aussi interagir avec des capteurs externes tels que la centrale d’attitude ou les capteurs de célimétrie.

Les travaux présentés ici se situent au niveau du module d’acquisition et stockage, qui met en forme les signaux du SMF et qui fournit les sondes. Dans ce qui suit, nous allons brièvement décrire les points clefs du système qui mènent à la génération de données bathymétriques.

### 1.3.1 Antennes de sondeurs multifaisceaux

La partie acoustique d’un SMF est constituée de deux antennes : une antenne d’émission  $T_x$  et une antenne de réception  $R_x$ . Ces deux antennes sont grandes par rapport à la longueur d’onde  $\lambda$  de la fréquence du sonar afin d’obtenir des diagrammes de directivité à ouverture relativement fines (typiquement de  $0,5^\circ$  à  $2^\circ$ ). Les antennes sont placées dans la configuration croix de Mills (Figure 1.15) afin d’obtenir une combinaison des diagrammes de directivité émission/réception créant des faisceaux fins lors de la formation de voies.

Les traitements d’antennes à l’émission et à la réception ont des buts différents.

- **A l’émission** on se sert de la largeur de l’antenne pour former des secteurs (§1.3.2.c) ou de sa longueur pour dépointer la direction d’émission (§1.3.3.b et 1.3.2.d).

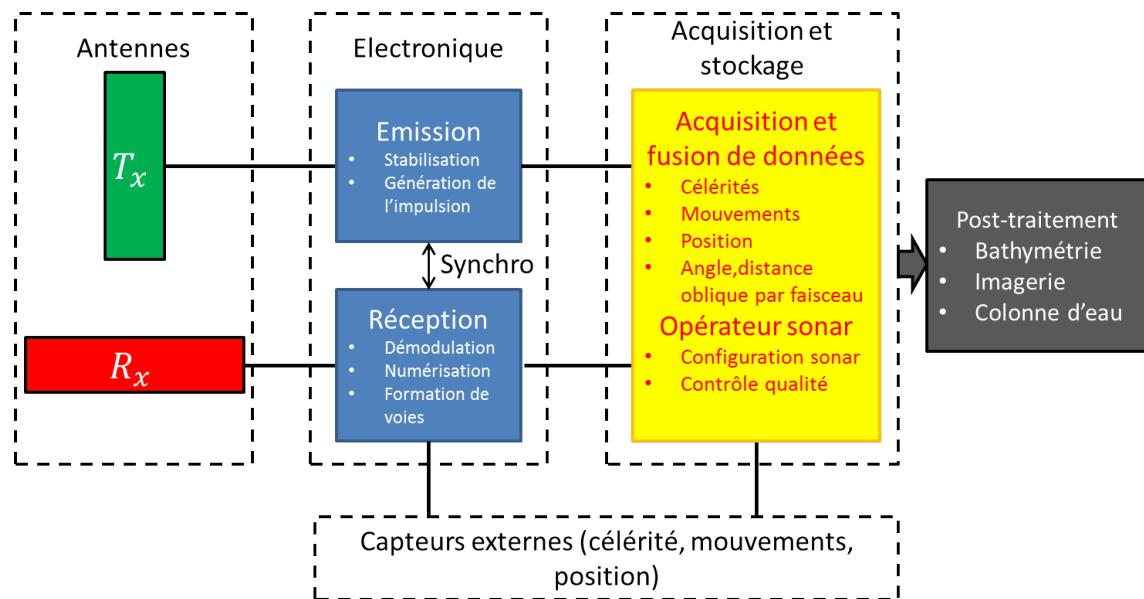


Figure 1.14 – Synoptique d'un système multifaisceaux.

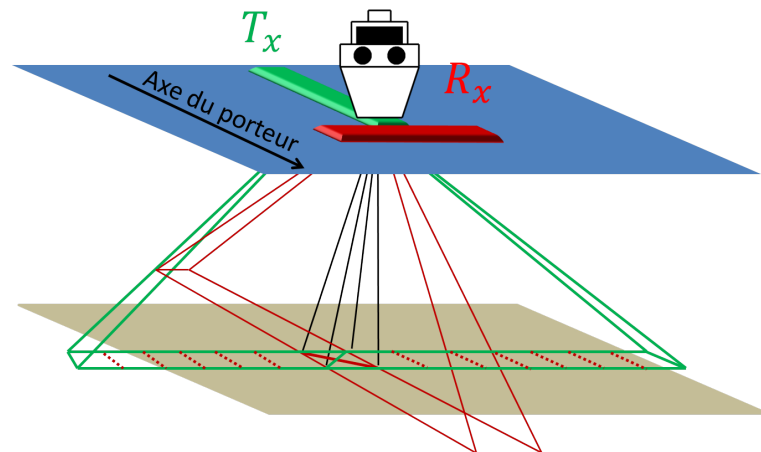


Figure 1.15 – Configuration classique d'antenne pour un SMF bathymétrique ; Rouge : réception ; Vert : émission.

- **A la réception** on effectue une ou plusieurs formations de voies (§1.3.2.b) afin de pointer l'antenne dans la direction voulue.

La combinaison des diagrammes de directivité est illustrée en Figure 1.16.

### 1.3.2 Traitement d'antennes de sondeurs multifaisceaux

La configuration d'antennes SMF permet de mettre en oeuvre diverses techniques de traitement d'antenne visant à effectuer des mesures bathymétriques avec la meilleure précision et résolution possible. Dans les paragraphes qui suivent, nous allons évoquer les méthodes utilisées dans les SMF.

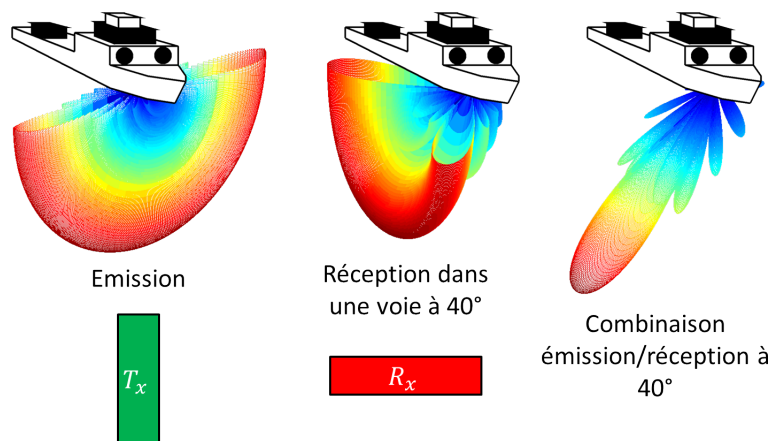
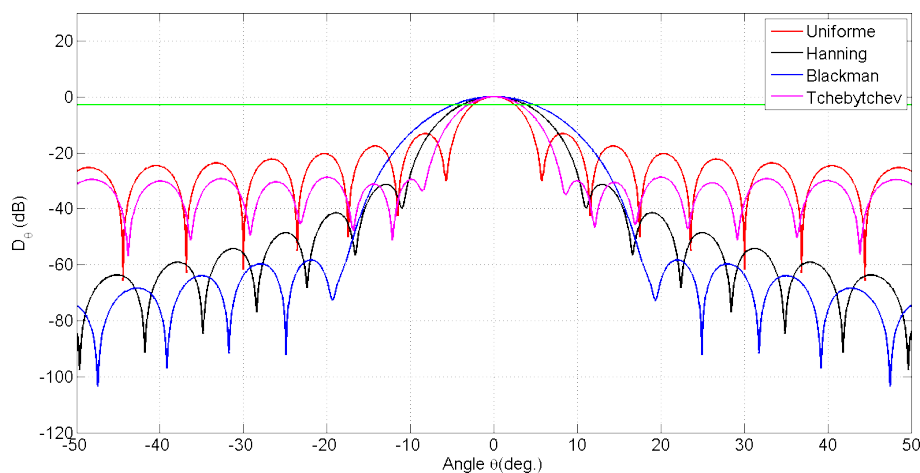


Figure 1.16 – Combinaison des diagrammes d'émission et de réception.

### 1.3.2.a Pondération d'antenne

Dans le contexte de la formation de voies, il est possible d'appliquer une pondération sur les capteurs permettant de modifier le diagramme de directivité résultant. L'idée est de réduire le niveau des lobes secondaires qui sont indésirables tout autant pour la détection bathymétrique que pour l'imagerie. En contrepartie, on augmente la largeur du lobe principal par rapport à une antenne non pondérée, le tout est de trouver le bon compromis, en fonction des applications souhaitées.

Figure 1.17 – Comparaison du diagramme de directivité pour différentes pondérations sur une antenne plane de longueur  $10\lambda$  échantillonnée à  $\lambda/2$ .

La Figure 1.17 prend l'exemple d'une antenne plane de longueur  $10\lambda$  avec plusieurs pondérations.

On constate bien la modification des diagrammes de directivité résultant de la pondération de l'antenne.

Le Tableau 1.2 fait le bilan de quelques pondérations. Le choix de la pondération d'antenne à appliquer dépendra de l'application considérée. Le compromis final sera réalisé en fonction de la résolution voulue tout en essayant de minimiser le niveau des lobes secondaires. On utilise classiquement une pondération de Tchebychev avec un rejet des lobes secondaires à

	Uniforme	Hanning	Blackman	Tchebychev (-30 dB)
Ouverture à 3 dB	5 °	7.8°	9.9°	6.3°
Rejet lobe secondaire	-13.3 dB	-31.5 dB	-58.5 dB	-30 dB

Tableau 1.2 – Comparaison de différentes pondérations d'antennes pour une antenne de longueur  $L = 10\lambda$ .

30 dB, qui donne un excellent compromis performance/résolution.

Il est aussi possible de dimensionner les systèmes en tenant compte d'une pondération d'antenne. Pour avoir une résolution équivalente à une antenne non pondérée, il faudra alors augmenter notablement la longueur de l'antenne.

En exemple, il faudra multiplier la longueur de l'antenne par 1,2 pour avoir une système de même ouverture  $0,6^\circ$  avec un rejet des lobes secondaires à -30 dB par un fenêtrage Tchebychev.

Cependant sur des systèmes réels, il n'est pas si simple d'obtenir d'aussi bons résultats par de simples méthodes de pondérations. En effet, il est difficile de calibrer exactement le gain de chaque capteur de l'antenne, rendant difficile l'application d'une pondération de qualité sur l'ensemble de l'antenne. En pratique, le niveau de rejet théorique des pondérations envisagées n'est pas atteint. La précision de calibration de systèmes courants permettent d'atteindre au mieux des réjections de -25 à -30 dB.

La réjection des lobes secondaires conditionne de manière importante la qualité des signaux et est à l'origine de nombreux artefacts dans le processus de détection des sondes. Son impact se retrouve sur l'ensemble des traitements d'antennes appliqués aux SMF.

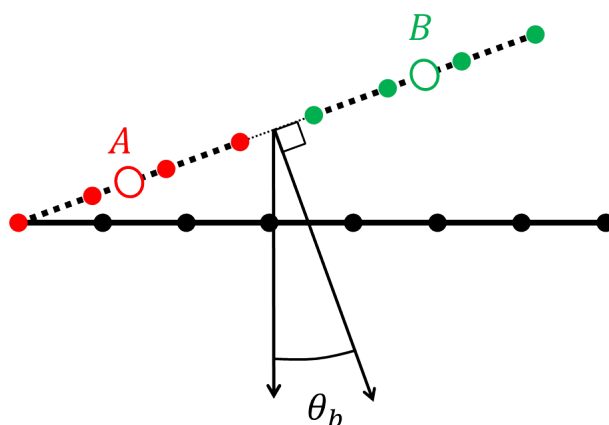
Dans certains systèmes, tel que le SMF Halieutique *ME 70*, la configuration d'antenne permet d'utiliser la même directivité en émission et en réception. En combinant les diagrammes de directivité, la réjection des lobes secondaires du système est deux fois supérieure à celle des SMF utilisant la configuration classique de la croix de Mills.

### 1.3.2.b Interférométrie appliquée au SMF

Le principe de l'interférométrie est basé sur la mesure de la différence de marche entre deux capteurs à partir de leur différence de phase (§1.2.2.b). Ce principe peut s'appliquer aux antennes multifaisceaux, tout en profitant de leur forte directivité pour obtenir des mesures de phase de très bonne qualité.

La Figure 1.13 proposait une vue d'ensemble du fonctionnement de l'interférométrie appliquée au SMF. En pratique on effectue la première étape de la formation de voies sur l'ensemble de l'antenne (application des retards grossiers et correction des retards fins en phase), et on applique ensuite la sommation inter-capteurs à deux parties distinctes de l'antenne (Figure 1.18) définies par leur centre de phase  $A$  et  $B$ . Une formation sur chaque sous-antenne pointant dans la même direction est ainsi obtenue.

On fait ensuite interférer les signaux des faisceaux formés  $S_A$  et  $S_B$  afin d'obtenir la mesure de phase interférométrique. En ce qui concerne la division de l'antenne principale en sous-antennes, il est possible d'utiliser plusieurs configurations. Les constructeurs de sonars travaillent le plus souvent avec deux demi-antennes (Reson) ou encore deux fois deux tiers de l'antenne avec un recouvrement au centre (Kongsberg). Cela est un compromis à trouver entre la précision de mesure liée à l'espacement de l'interféromètre et le gain de directivité

Figure 1.18 – Construction de deux sous antennes dépointées  $A$  et  $B$  sur un système SMF.

lié à la taille de la sous-antenne.

### 1.3.2.c Secteurs d'émission

Il est possible de générer plusieurs émissions successives dans différents secteurs angulaires transversaux afin de couvrir l'ensemble de la fauchée. Ces secteurs sont générés en utilisant la largeur (transversale à l'axe du porteur) de l'antenne d'émission pour effectuer une formation de voie latéralement sur l'antenne d'émission. Chaque secteur  $i$  d'émission se voit attribuer une fréquence  $f_i$  autour de la fréquence nominale  $f_0$  de fonctionnement du sondeur.

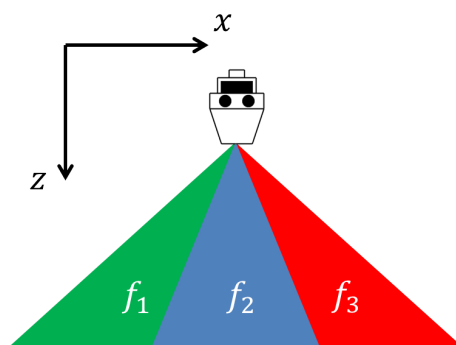


Figure 1.19 – Génération de secteurs à l'émission pour un SMF.

La configuration résultante est présentée sur la Figure 1.19. L'intérêt de la génération de ces secteurs est multiple. En premier lieu, elle effectue une réjection fréquentielle qui aide à préserver les secteurs extérieurs de l'influence de l'écho spéculaire reçu à la verticale.

De plus, en émettant successivement dans chaque secteur, on profite d'un gain d'antenne plus important à l'émission, ce qui améliore le  $RSB$  par rapport à l'utilisation d'une émission unique sur l'ensemble de la fauchée.

Par la suite, nous verrons dans 1.3.3.b que ce procédé permet aussi d'effectuer une compensation en temps réel des mouvements de lacet du porteur qui génère une meilleure répartition des sondes sur la fauchée.

### 1.3.2.d Multi-pings

Dans le cas du multi-pings, on effectue plusieurs émissions simultanées, mais dépointées dans la direction longitudinale d'un angle  $\theta_i$  autour de la verticale à des fréquences  $f_i$ .

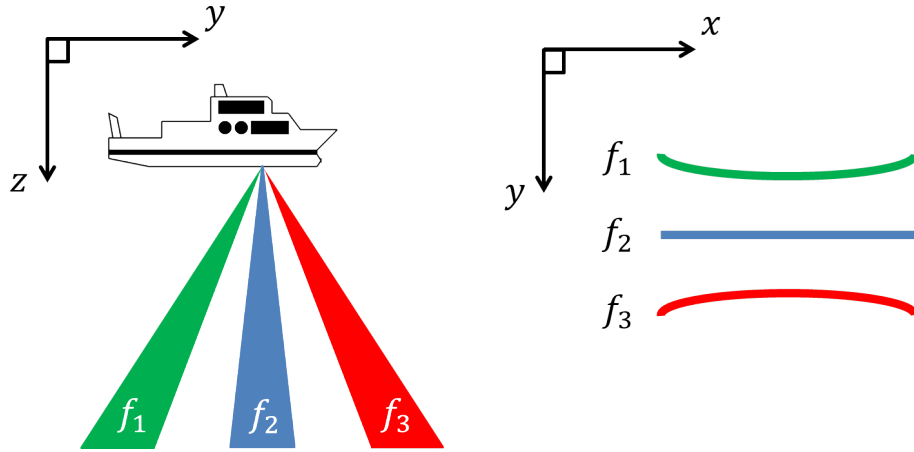


Figure 1.20 – Principe du multi-pings pour un SMF.

Le principe et la géométrie des fauchées résultantes pour une antenne plane dépointée autour de la verticale est présenté sur la Figure 1.20. Ici l'intérêt est surtout d'augmenter la densité des points de sonde afin d'améliorer la qualité du modèle numérique de terrain. La différence de fréquences entre les secteurs d'émission permet de filtrer en réception pour séparer les multiples émissions. En pratique, un SMF peut comporter jusqu'à quatre fauchées simultanées (Reson Seabat 7150[17]).

Certains systèmes combinent l'émission en secteurs avec le multi-pings, donnant alors jusqu'à 16 secteurs d'émission différents (2 fauchées à 8 secteurs pour un Kongsberg EM 122).

### 1.3.3 Prise en compte des facteurs extérieurs

La Figure 1.14 souligne aussi le fait qu'un SMF doit obtenir des informations de capteurs externes afin de pouvoir calculer et corriger sa mesure avec les meilleures garanties de précision. On présente ici brièvement la correction des mouvements du porteur, la prise en compte de la célérité par le SMF dans le calcul des sondes, ainsi que la navigation du porteur.

#### 1.3.3.a Profil de célérité

La connaissance du profil de célérité (§1.1.1.c) lors de la mesure bathymétrique est indispensable. On mesure ce profil de célérité en début de levé bathymétrique et on le met à jour aussi souvent que possible. Dans certaines configurations, il est nécessaire d'effectuer des mesures de ce profil de célérité très régulièrement (plusieurs fois par heure) [18], en particulier pour garder un niveau de qualité suffisant aux extrémités de la fauchée du sondeur.

Sur la Figure 1.21, on illustre l'erreur engendrée par la supposition d'un profil de célérité erroné sur la colonne d'eau.

En pratique, on constate que les erreurs de profil de célérité peuvent être remarquées

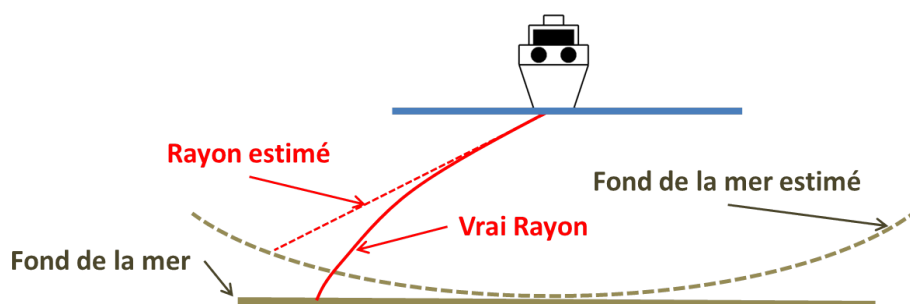


Figure 1.21 – Illustration de l'impact d'erreur de célérité.

pendant le levé (en particulier sur des zones relativement plates) en étant attentif à la forme du profil transversal du fond mesuré : une incurvation convexe ou concave régulière est un signe d'erreur dans le profil de célérité.

Pour les zones à grand fond (plus de 1000 m) où l'on ne peut pas mesurer entièrement le profil de célérité, on se sert de bases de données océanographiques (qui proposent des profils de température et salinité associés à chaque point du globe) pour effectuer la prolongation du profil mesuré sur la partie haute de la colonne d'eau.

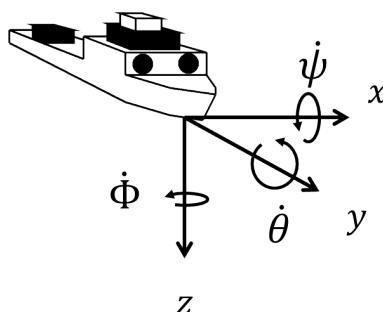
La relation simpliste  $R = ct/2$  correspondant à une célérité constante n'est plus valide du fait de la variabilité spatiale de la célérité  $c(x, y, z)$ . On effectue alors un calcul numérique menant au tracé du trajet des faisceaux afin de pouvoir positionner correctement les sondes.

### 1.3.3.b Compensation des mouvements du porteur

Les mouvements du porteur sont mesurés en direct par une centrale d'attitude. On stocke les vitesses et positions angulaires liées aux trois axes du référentiel du bateau (voir Figure 1.22) :

- le lacet  $\phi$ ,
- le roulis  $\theta$ ,
- le tangage  $\psi$ .

A cela vient s'ajouter la mesure des mouvements de translations, en particulier le pilonnement, qui donne la hauteur  $z_p$  du point référence du porteur par rapport à la référence verticale.

Figure 1.22 – Mouvements du porteur.  $\psi$  : tangage ;  $\phi$  : lacet ;  $\theta$  : roulis.

Ces mesures servent à stabiliser le système en temps réel et à effectuer les post-corrections sur la bathymétrie fournie par le sondeur.

En temps réel, le SMF va effectuer une série de corrections visant à fournir un ensemble de sondes par fauchée répartie de manière optimale.

A l'émission, on peut effectuer deux types de stabilisation :

- stabilisation en tangage par un dépointage des secteurs d'émission selon l'angle  $\phi$ ,
- stabilisation en lacet pour les systèmes possédant plusieurs secteurs d'émissions, tel que décrit sur la Figure 1.23.

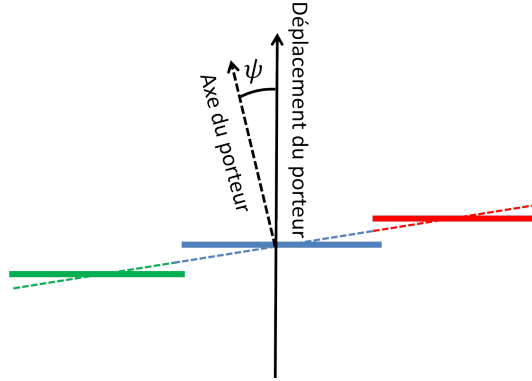


Figure 1.23 – Correction du lacet à l'émission.

A la réception, on peut effectuer une stabilisation en roulis en dépointant les faisceaux en fonction de leur position par rapport à la verticale du référentiel terrestre et non par rapport au référentiel porteur. Ceci permet d'avoir une fauchée plus régulière tout au long du levé bathymétrique.

On doit finalement corriger chaque sonde  $(x_s, y_s, z_s)$  placée dans le référentiel sondeur en fonction des angles  $(\theta, \phi, \psi)$  entre le référentiel sondeur à l'instant de mesure et le référentiel terrestre choisi. On obtient la sonde  $(x, y, z)$  suivante :

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \end{pmatrix} \quad (1.41)$$

Les sondes ainsi corrigées sont placées dans un repère global (tel que le WGS84), auquel on ajoutera ensuite les corrections de marée pour obtenir le produit final.

#### 1.3.4 Produits du SMF

Un SMF est un outil conçu pour la cartographie, avant tout pour obtenir une mesure précise de la bathymétrie sur une large fauchée. Il peut aussi fournir des mesures de réflectivité du fond ainsi que de l'ensemble de la colonne d'eau.

**Bathymétrie :** La bathymétrie fournie par un SMF est constituée d'un ensemble de points de coordonnées  $(x, y, z)$  placés dans le repère du porteur (Figure 1.24) puis dans un repère terrestre global. Chaque sonde correspond à une estimation d'un temps d'arrivée de l'onde associé à un angle de dépointage déterminé. Il est important de noter, le fait qu'à ce jour, une estimation **unique** du temps d'arrivée est fournie pour chaque valeur d'angle.



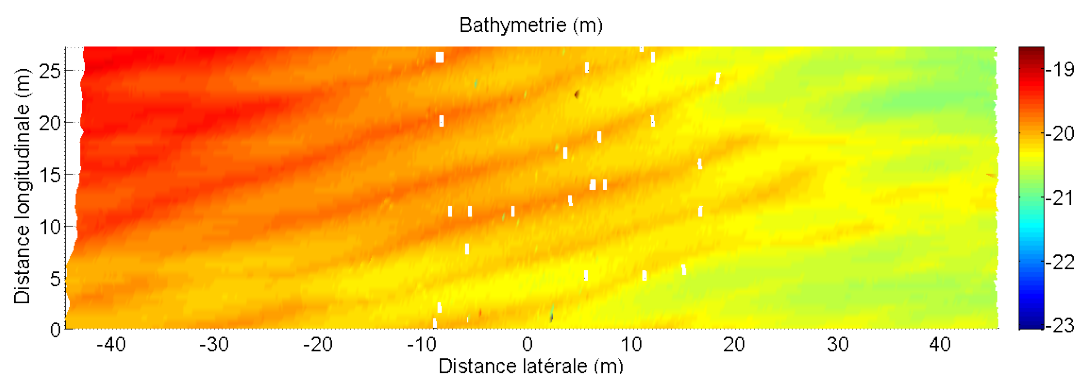


Figure 1.24 – Bathymétrie issue d'un SMF (Reson *Seabat7125*) sur une ligne de mesure.

Par la suite, les sondes peuvent être corrigées des mouvements du porteur non pris en compte par le SMF, de la marée, d'une modification du profil de célérité pour générer la bathymétrie finale de la zone de mesure. Ce sera cette mesure de bathymétrie compensée qui servira de donnée d'entrée pour la création des modèles numériques de terrains résultant du levé bathymétrique.

**Mesure de réflectivité :** La mesure de réflectivité (BS) fournie par un SMF peut être générée selon deux modes.

- La première méthode consiste à associer à chaque sonde détectée un niveau de réflectivité moyen, qui correspond à la valeur moyenne de l'intensité du signal autour de l'instant de détection.
- La seconde méthode consiste à donner la série temporelle des intensités encadrant l'instant de détection en la compensant de la forme théorique du faisceau à cet angle.

En reprenant la même ligne de mesure que pour la bathymétrie (Figure 1.24) on obtient la Figure 1.25.

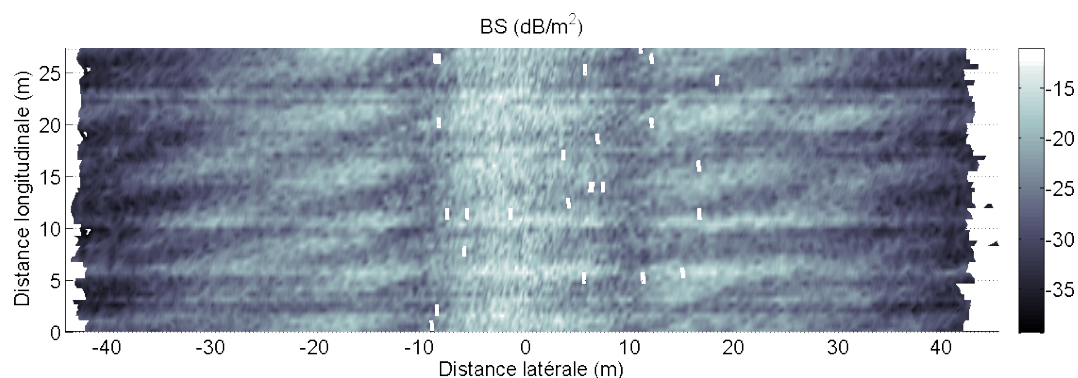


Figure 1.25 – Mesure de réflectivité issue d'un SMF (Reson *Seabat7125*). Les rides de sable visibles sur la bathymétrie en Figure 1.24 se retrouvent sur la réflectivité, en plus d'une dépendance angulaire.

La réflectivité obtenue est un produit brut qu'il convient par la suite de traiter pour extraire des informations sur la nature du fond ( voir [19]).

**La colonne d'eau :** La donnée de colonne d'eau est composée des séries temporelles d'échantillons du signal dans chacun des faisceaux. Idéalement elle est enregistrée à la fois en amplitude (Figure 1.26(a)) et en phase (Figure 1.26(b)). Toutefois, certains systèmes se limitent à la donnée d'amplitude, éventuellement sous-échantillonnée, pour limiter le volume numérique nécessaire.

De même que lors de la détection on utilise la phase seule, l'amplitude seule, ou encore une combinaison des deux, les deux séries de données issues de la colonne d'eau peuvent être utilisées séparément ou de façon conjointe pour obtenir le maximum d'information sur un ping.

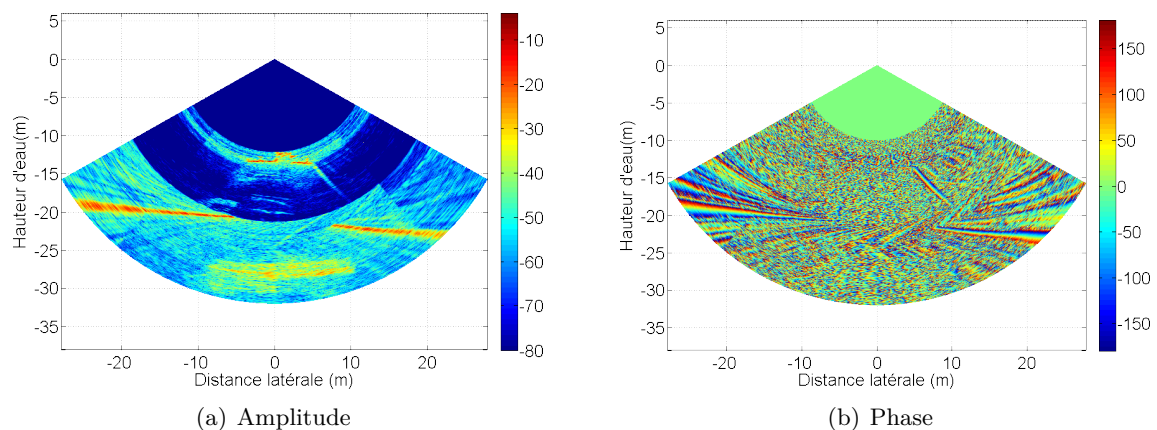


Figure 1.26 – Données de colonne d'eau en amplitude et en phase pour un ping issu d'un sondeur Kongsberg EM 2040.

Les données de colonne d'eau sont de plus en plus utilisées, en particulier celles en amplitude. Il existe un vaste domaine d'applications en ce qui concerne la détection d'objets, de bulles, ou encore la mise au point d'algorithmes de détection multiple pour la description plus complète des scènes sous-marines complexes. On traitera ces problèmes de détection multiple dans la partie III où l'on propose des traitements de ces données de colonne d'eau en phase et en amplitude.

## Conclusion

Cette partie nous a permis de nous familiariser avec le fonctionnement des SMF bathymétriques et avec les phénomènes physiques en jeu. La suite du document se concentre plus particulièrement sur l'aspect traitement du signal appliqué aux signaux en provenance des systèmes actuels. Ce premier chapitre servira de point d'ancrage dans la mise au point des algorithmes de traitement afin de les baser sur les caractéristiques des signaux découlant de l'acoustique sous-marine.

En premier lieu, il convient d'effectuer un travail sur la modélisation et la caractérisation des signaux SMF afin de disposer d'outils de développement, de méthodes de traitement des signaux SMF et d'évaluation de ces traitements.



---

# Simulations et caractérisations de signaux de sondeurs multifaisceaux

Dans le cadre du développement des méthodes de traitements innovantes pour les systèmes sonars, l'utilisation de simulations numériques est un point important afin d'avoir "une réalité-terrain" à confronter aux résultats de traitement, ce qui est beaucoup plus difficile sur des signaux réels. Par ailleurs, la simulation permet de générer aisément des signaux difficiles à enregistrer en situation réelle (par exemple sur les capteurs multiples d'une antenne). Un pré-requis de première importance est que le simulateur fournisse des signaux qui décrivent correctement la réalité physique. Ici on propose une méthode de simulation peu coûteuse en temps de calcul et reproduisant conjointement la statistique des signaux et leurs fluctuations de niveau.

## 2.1 Discussion autour des méthodes de simulation

De nombreux papiers et ouvrages sur les méthodes de simulation des signaux sonars sont disponibles [20] [21] [22]. La plupart de ces simulations reposent sur le principe des points brillants, et permettent une description assez complète des systèmes sonars. Il existe aussi un certain nombre de méthodes de simulation dédiées à la production de données d'imagerie, basées sur le calcul d'intersection, type lancer de tube [20].

Ces deux familles d'approches ont chacune leurs inconvénients et avantages que nous discuterons brièvement. Nous proposerons ensuite une solution alternative essayant de concilier ces deux types de solutions.

### 2.1.1 Modèle des points brillants

Le modèle des points brillants [23] repose sur la modélisation du fond par un réseau dense de diffuseurs auxquels on donne une identité statistique. Si on modélise un fond en trois dimensions, la densité à imposer à ces réflecteurs sera de l'ordre d'une fraction de la longueur d'onde du sonar à simuler.

Classiquement, on attribue aux diffuseurs placés au fond une distribution circulaire gaussienne. Cette distribution se traduit, lorsque le nombre de diffuseurs simultanément actifs

est assez important, par une amplitude des signaux résultants fluctuant en loi de Rayleigh associée à une phase uniformément répartie sur  $[-\pi, \pi]$  [24][25][19].

Cette modélisation du fond permet de décrire correctement les propriétés temporelles et statistiques élémentaires des signaux reçus par un système sonar mais peut poser des problèmes pour la génération d'images sonar sur des scènes complexes. Ceci est lié à la densité de points brillants utilisés, dont le nombre par unité de surface est amené à varier avec la géométrie du fond. De ce fait, même en normalisant les calculs d'accumulation des rayons par le nombre de diffuseurs contribuant au signal à un instant donné, cela génère des problèmes dans la simulation de la mesure de réflectivité.

### 2.1.2 Modèle du lancer de tubes

Le modèle du lancer de tubes a été mis au point pour pallier les manques du modèle classique de points brillants dans le domaine de l'imagerie sonar. Le fond est décrit par une surface continue et les signaux reçus sont générés par le calcul de l'intersection avec le fond de tubes provenant du sonar. Ces tubes sont délimités par quatre rayons dont on calcule la trajectoire en fonction du profil de célérité. La surface intersectée par chacun de ces tubes définit l'énergie du signal rétrodiffusé vers les hydrophones récepteurs du sonar.

Cette méthode permet une description plus satisfaisante de l'intensité moyenne de l'image sonar, mais n'assure pas la description de la statistique des signaux, du fait qu'elle ne donne pas accès à la phase des signaux élémentaires. Ainsi, il est impossible d'effectuer les traitements d'antennes nécessaires aux multifaisceaux sur ce type de simulation et de retrouver les effets de décorrélation angulaire et décorrélation spatiale propres aux interféromètres.

## 2.2 Principe des points brillants étendus et application à la simulation d'un sonar multifaisceaux

### 2.2.1 Modélisation du fond et densité de réflecteurs

Nous avons à disposition un modèle de simulation avec de bonnes propriétés statistiques et un autre offrant la possibilité de décrire une image sonar. On propose ici une modélisation hybride en affectant une surface et une directivité aux points brillants du modèle initial.

Le modèle prend en compte la nécessité de faire fonctionner l'algorithme de simulation avec des moyens de calculs limités.

Le modèle des points brillants étendus [26] est défini de la façon suivante. Partant d'une surface diffusante numérisée, de géométrie éventuellement complexe, une grille rectangulaire  $(x, y)$  est générée avec une résolution de l'ordre d'une fraction de la longueur d'onde  $\lambda$ . Chaque nœud de la grille est associé à une élévation  $z$  décrivant la géométrie globale du fond. Chaque facette de la grille correspond à un point brillant étendu  $e_i$ . Ainsi chaque diffuseur  $i$  est entièrement décrit par :

- sa position  $(x, y, z)$ ,
- sa surface  $S_i$ ,
- son vecteur normal  $\vec{n}_i$
- une amplitude  $a_i$  avec  $\mathbb{E}[a_i^2] = 10^{BS_0/20}$ ,  $BS_0$  étant l'indice de réflectivité du fond en incidence normale (en dB/m<sup>2</sup>).,
- une phase  $\phi$  uniformément distribuée sur  $[-\pi, \pi]$ .

Le théorème central limite [27] nous indique que si l'on a assez de diffuseurs par cellule de résolution du sonar (surface insonifiée instantanée), on génère ainsi un signal dont la probabilité est gaussienne circulaire, ce qui nous donne ainsi un signal fluctuant tel que l'indique le modèle gaussien du chatoiement pleinement développé [24] explicité au 3.2.1.b.

Le fait de prendre en compte une surface élémentaire associée à chaque réflecteur permet de mettre en place un calcul de l'énergie rétrodiffusée par la surface numérisée.

Le paramètre essentiel de ce modèle est le pas de la grille. En effet, si ce pas n'est pas crucial en ce qui concerne la description de l'amplitude des signaux, il l'est en ce qui concerne les caractéristiques de phase des signaux interférométriques. Il est nécessaire d'avoir assez de diffuseurs à chaque instant à l'intérieur de la surface insonifiée instantanée [20]. Dans le cas d'une simulation multifaisceaux à angle oblique, on considère que l'aire est définie selon la Figure 2.1.

Bien sûr, il est préférable d'avoir autant de réflecteurs que possible du point de vue de la statistique des signaux générés, mais l'utilisation de ce modèle montre que les signaux décrivent correctement les propriétés de décorrélation angulaire et spatiale décrites dans [28] avec une centaine de réflecteurs dans  $A$ . En pratique, une grille d'une résolution de  $\lambda/2$  sera appropriée.

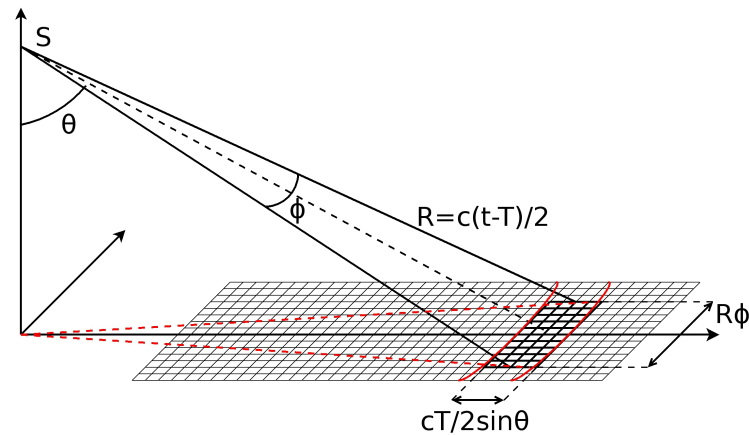


Figure 2.1 – Aire insonifiée à incidence oblique pour un sondeur multifaisceaux. Comme détaillé dans [2], l'aire insonifiée  $A$  dépend de l'angle d'incidence du faisceau. A angle rasant  $\theta$ , on peut l'approximer par  $A \approx \Phi R \frac{cT}{2\sin\theta}$ ,  $T$  étant la longueur d'impulsion,  $c$  la célérité de l'onde,  $\Phi$  l'ouverture angulaire longitudinale de l'antenne.

Le modèle de fond ainsi discrétisé reste fixe tout au long de la simulation et il est possible de simuler des mesures avec différents systèmes, prenant différents angles d'approches, différentes configurations d'antennes ou différentes vitesses.

## 2.2.2 Simulation des antennes SMF et calcul du signal complexe reçu

### 2.2.2.a Antennes et ombrage

Toujours dans le but de garder une charge de calcul réduite, l'émission est simulée par un transducteur seul ayant la directivité résultante théorique de l'antenne d'émission choisie. En l'occurrence, pour simuler l'émission d'un SMF classique (antenne rectiligne plane), on considère que l'impulsion est émise dans un diagramme directivité très fin (de l'ordre du degré

d'angle d'ouverture) dans l'axe du navire et quasiment omnidirectionnelle perpendiculairement à cet axe. Ceci peut être aisément changé dans les paramètres de simulation si l'on veut simuler l'antenne complète, mais le temps de calcul pour chaque signal émis sera multiplié par le nombre de transducteurs de l'antenne d'émission. Cette approximation concernant la configuration de l'antenne d'émission reste valable tant que l'on se place en champ lointain.

L'antenne de réception est quant à elle complètement décrite, chaque transducteur étant donc considéré séparément. Cela permet de tester différents écartements inter-capteurs, différentes directivités élémentaires, différentes pondérations d'antennes, et de restituer l'intégralité des traitements des signaux reçus.

Parallèlement on effectue un ombrage exhaustif de la scène, en considérant uniquement l'émission du sonar. Pour cela, l'angle solide généré par chacun des points brillants étendus vus par le centre de l'antenne d'émission est calculé, ainsi que l'intersection du fond avec ces angles solides. De la sorte, on prend une décision sur l'insonification des réflecteurs en fonction de leur distance oblique, dans le cas d'une intersection non vide. Une fois cette opération faite, le système simulé sait quel réflecteur du fond recevra l'onde incidente et retient cette liste.

### 2.2.2.b Calcul des signaux reçus

L'impulsion est émise et propagée depuis le centre de l'antenne d'émission et vers le centre de chacun des points brillants étendus. Chacun des diffuseurs génère alors un flux d'énergie rétrodiffusé dont la valeur dépend de la surface du point brillant étendu, de l'angle de rétrodiffusion  $\theta_s$ , de l'angle d'incidence  $\theta_i$  et de l'amplitude qui a été affectée à ce point brillant (voir 2.2). Simultanément, la phase de l'onde rétrodiffusée est décalée de la valeur de phase attribuée au diffuseur concerné.

Parallèlement, on identifie les éléments qui sont susceptibles d'apporter une contribution par réflexion directe de l'onde sur l'antenne de réception dans le but d'apporter à la simulation la contribution des échos spéculaires.

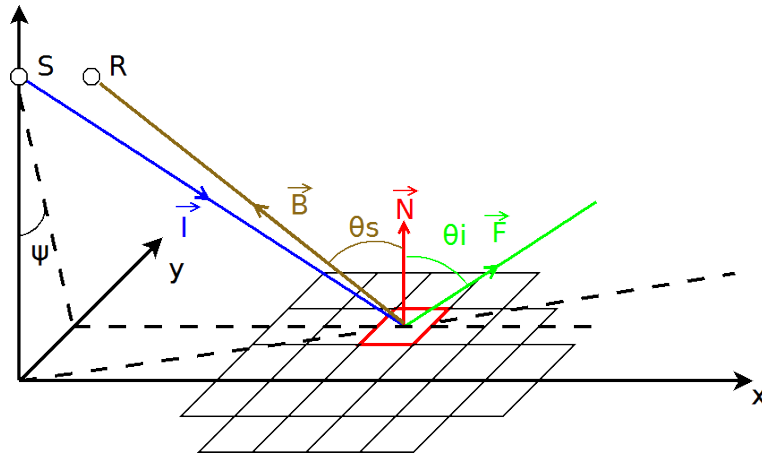


Figure 2.2 – Réflexion (vert) et rétrodiffusion de l'onde (marron) sur un point brillant étendu.  $\vec{I}$  : vecteur directeur de l'onde incidente ;  $\vec{F}$  : vecteur directeur de l'onde réfléchie ;  $\vec{B}$  : vecteur directeur de l'onde rétrodiffusée vers  $R$  ;  $\vec{N}$  : normale au point brillant ;  $\theta_s$  : angle de l'onde rétrodiffusée vers  $R$  ;  $\theta_i$  : angle de l'onde réfléchie.

Au premier ordre, du fait que la distance entre l'hydrophone d'émission et de réception

est petite par rapport à la hauteur d'eau, on peut estimer que  $\theta_i \approx \theta_s \approx \theta$ .

Ainsi, pour chacun des réflecteurs, l'onde rétrodiffusée prend la forme suivante :

$$c_i(t) = s_i(t - \tau_i) e^{jw_p(t - \tau_i)} D_{along}(\psi) S_i a_i e^{j\phi_i} f(\theta) \frac{-2\alpha R_i}{R_i^2} \quad (2.1)$$

où  $s_i(t) e^{jw_p t}$  est l'onde émise,  $\tau_i$  le temps de propagation entre l'émission et la réception,  $D_{along}(\psi)$  est la directivité de l'antenne d'émission dépendant de l'angle  $\psi$  (angle longitudinal),  $\alpha$  est la constante d'absorption du milieu et  $R_i$  la distance parcourue par l'onde entre l'émission et la réception.

$f(\theta)$  est la fonction décrivant le niveau d'énergie rétrodiffusée par rapport à l'angle incident  $\theta$ . En première approximation, on peut se limiter à la loi de Lambert en  $f(\theta) = \cos^2(\theta)$ .  $a_i$  est tel que l'on a  $\mathbb{E}[a_i] = bs_0$ , qui est la valeur de l'indice de réflectivité du fond correspondant à  $BS_0 = 20 \log_{10}(bs_0)$  en dB.m<sup>-2</sup>.

L'onde réfléchie (la prise en compte des retours spéculaires) prend la forme suivante :

$$c_i(t) = s_i(t - \tau_i) e^{jw_p(t - \tau_i)} D_{along}(\psi) S_i a_i \frac{\exp(-2\alpha R_i)}{2R_i} \quad (2.2)$$

On considère ici une réflexion miroir parfaite sans décalage de la phase de l'onde incidente. On pourrait prendre en compte un déphasage constant associé au coefficient de réflexion de la surface, mais cela n'apporte rien à la simulation en matière de statistique et de niveau des signaux.

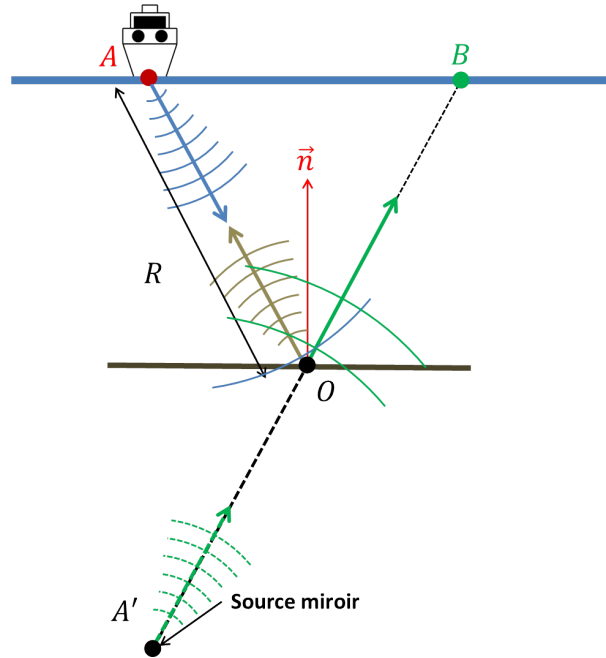


Figure 2.3 – Différence de géométrie de propagation entre l'onde rétrodiffusée et de l'onde réfléchie.

On note que les pertes de propagation appliquées à l'onde réfléchie ( $\frac{\exp(-2\alpha R_i)}{2R_i}$ ) et à l'onde rétrodiffusée ( $\frac{\exp(-2\alpha R_i)}{R_i^2}$ ) sont différentes. Le point brillant agit comme une source secondaire



ponctuelle dans le cas de l'onde retrodiffusée (Figure 2.3), de sorte que l'on fait le produit des pertes de propagation ayant lieu au trajet aller et au trajet retour. Dans le cas de l'onde réfléchie, tout se passe comme si l'onde reçue au point  $B$  provenait d'une source miroir située en  $A'$  (Figure 2.3) à une distance oblique  $2R$  du point  $B$ .

Ainsi, pour un ping et un hydrophone donnés, on identifie à chaque instant quels réflecteurs contribuent à la création du signal complexe. Chacune des ces contributions est ensuite sommée afin d'évaluer le signal reçu par l'hydrophone concerné, qui est finalement complété par l'ajout d'un bruit circulaire gaussien indépendant entre les capteurs définissant le RSB de la mesure.

Dans la pratique, on effectue la recherche des diffuseurs insonifiés à un instant donné sous l'hypothèse de propagation rectiligne des ondes. Cette hypothèse est équivalente à supposer que la vitesse de propagation du son est uniforme dans la colonne d'eau. Il est possible de changer le profil de célérité par des modèles plus proches de la réalité sans changer le principe de simulation, mais cela demande une mise à jour du calcul de tracé de rayons et du calcul des angles solides effectués lors de la simulation.

Dans le cadre du travail présenté ici, les phénomènes de réfraction n'impactent pas directement la détection des points de sondes, c'est pourquoi on se contentera du modèle simplifié et approximatif du tracé rectiligne.

## 2.3 Mise en oeuvre et validation du modèle de points brillants étendus

Dans le but de confirmer le bon comportement des signaux générés, on met en place une série de tests. Le comportement statistique des signaux est comparé aux attentes théoriques, et la réflectivité angulaire aux mesures angulaires typiques des SMF.

### 2.3.1 Validation statistique

On choisit ici de simuler un simple interféromètre composé par un hydrophone en émission et deux hydrophones en réception, et ayant les caractéristiques suivantes :

- fréquence : 455 kHz,
- espacement inter-capteurs :  $6,5 \lambda$ ,
- angle de dépointage de l'antenne :  $30^\circ$ ,
- ouverture latérale :  $30^\circ$ ,
- ouverture longitudinale :  $0,4^\circ$ ,
- longueur d'impulsion : 0,07 ms,
- plage angulaire de simulation en latéral : de  $10^\circ$  à  $80^\circ$ ,
- plage angulaire de simulation en longitudinale : de  $-5^\circ$  à  $5^\circ$ .

Le fond est simulé avec :

- une profondeur homogène de 15 m,
- un niveau de réflectivité homogène.

On simule plusieurs centaines de pings sur ce fond afin d'estimer l'écart-type de la phase interférométrique résultante. Cet écart-type est ensuite comparé aux prédictions réalisées dans la littérature traitant de la performance des sonars interférométriques [28][29].

En pratique, l'écart-type de la phase peut être modélisé en tenant compte de trois effets :

- la décorrélation spatiale,
- la décorrélation angulaire,
- le bruit additif.

Chacune de ces contributions est calculée séparément puis combinée dans un modèle global prédisant l'écart-type de la phase interférométrique en fonction de l'angle de mesure. Ce modèle est ensuite comparé à ce que l'on observe sur les données simulées. On peut voir le résultat de cette comparaison sur la Figure 2.4.

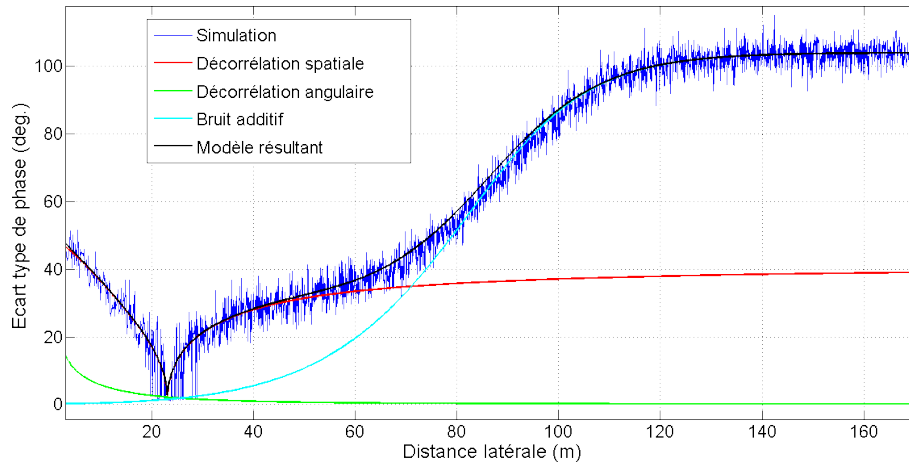


Figure 2.4 – Écart-type de la phase (en degrés d'angle) en fonction de la distance latérale au navire. *Bleu clair* : contribution du bruit additif ; *Rouge* : contribution de la décorrélation angulaire ; *Vert* : contribution de la décorrélation spatiale ; *Noir* : modèle résultant *Bleu* : écart-type des données simulées.

On observe ici que le modèle théorique et les mesures réalisées sur les données simulées sont en accord. Cela nous conforte dans le fait que même avec un traitement d'antenne plus complexe que la simple interférométrie proposée ici, les signaux se comporteront de façon assez réaliste. On rappelle toutefois que ce type de résultat est déjà obtenu de la même façon avec un modèle de points brillants classique.

## 2.3.2 Validation de la mesure de réflectivité

### 2.3.2.a Validation qualitative du bilan d'énergie

On réalise ici une simulation complète d'un SMF. On définit une zone plate horizontale (20 m de fond) et homogène ( $BS_0 = -30\text{dB.m}^{-2}$ ). Le SMF simulé effectue une ligne de mesure, avec les caractéristiques suivantes :

- fréquence : 300 kHz,
- ouverture latérale :  $1,5^\circ$ ,
- ouverture longitudinale :  $1,5^\circ$ ,
- longueur d'impulsion (carré) : 150 ms,
- plage angulaire de simulation en latérale :  $-60^\circ$  à  $60^\circ$ ,
- plage angulaire de simulation en latérale :  $-5^\circ$  à  $5^\circ$ .

On simule quelques dizaines de pings afin d'avoir une valeur moyenne de la réflectivité mesurée sur le fond en fonction de l'angle de dépointage. Afin de rester cohérent avec des mesures de réflectivité effectuées par SMF, on applique la même série de traitement. On vient appliquer une loi de compensation de l'atténuation des signaux (Time Varying Gain) avant la formation de voies, et la valeur des échantillons détectés en amplitude après formation de voies est corrigée comme il se doit et tel que cela est décrit dans [2].

Les signaux obtenus pour un ping sont présentés dans la Figure 2.5 avec l'angle du faisceau en abscisse et le temps compté à partir de l'instant d'émission en ordonnée.

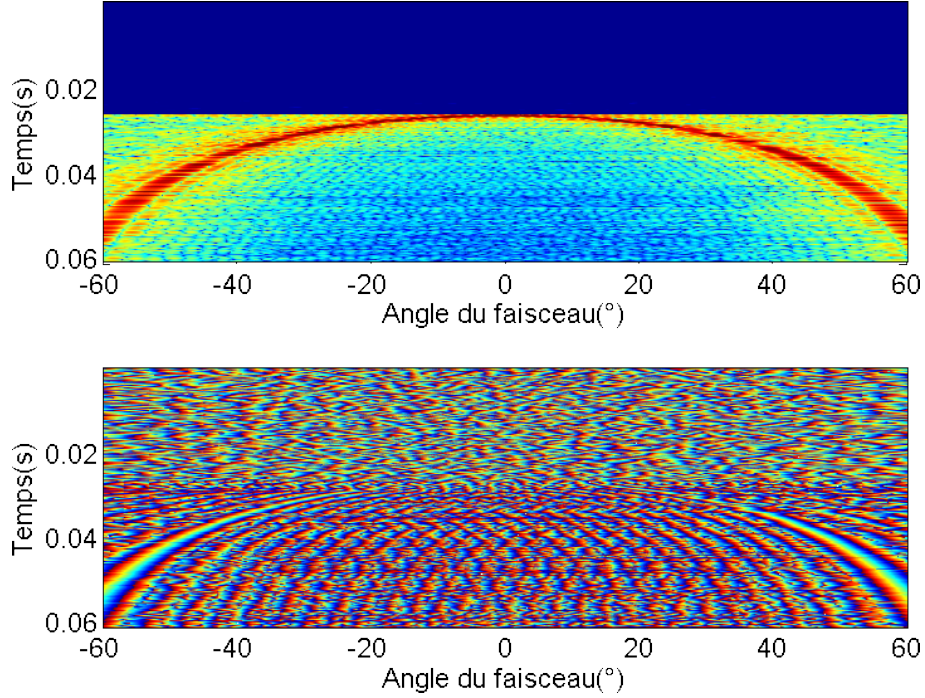


Figure 2.5 – Données simulées pour un ping en géométrie temps/angle. *Haut* : signaux en voie formée en amplitude. *Bas* : phase interférométrique des signaux.

Dans le reste du manuscrit, on représente ces signaux en coordonnées polaires (Figure 2.6) ;

Avec cette configuration de mesure, on obtient les résultats présentés en Figure 2.7.

On constate ici que les mesures sur données simulées respectent la loi de Lambert en  $BS_0 + 10\log_{10}(\theta)$  introduite dans le modèle sur la fauchée située entre  $15^\circ$  et  $60^\circ$ . On observe ensuite une transition de  $5^\circ$  à  $15^\circ$ , où on a un mélange entre l'effet de la réflexion spéculaire et le signal rétrodiffusé. Enfin, à la verticale et proche de la verticale, on observe l'effet de la réflexion spéculaire cohérente sur le fond. Cela correspond assez bien aux régimes du modèle proposé par G. Lamarche et X. Lurton dans [30] et utilisé pour analyser des données expérimentales.

Ainsi, la mesure de réflectivité mesurée simulée donne des résultats satisfaisants d'un point de vue énergétique. Néanmoins, le modèle relativement simple choisi ici mériterait certaines améliorations afin de pouvoir prendre en paramètre de manière plus élaborée les micr-reliefs et la rugosité de la zone de mesure, tel que décrit dans les modèles théoriques des facettes et de Bragg [2].

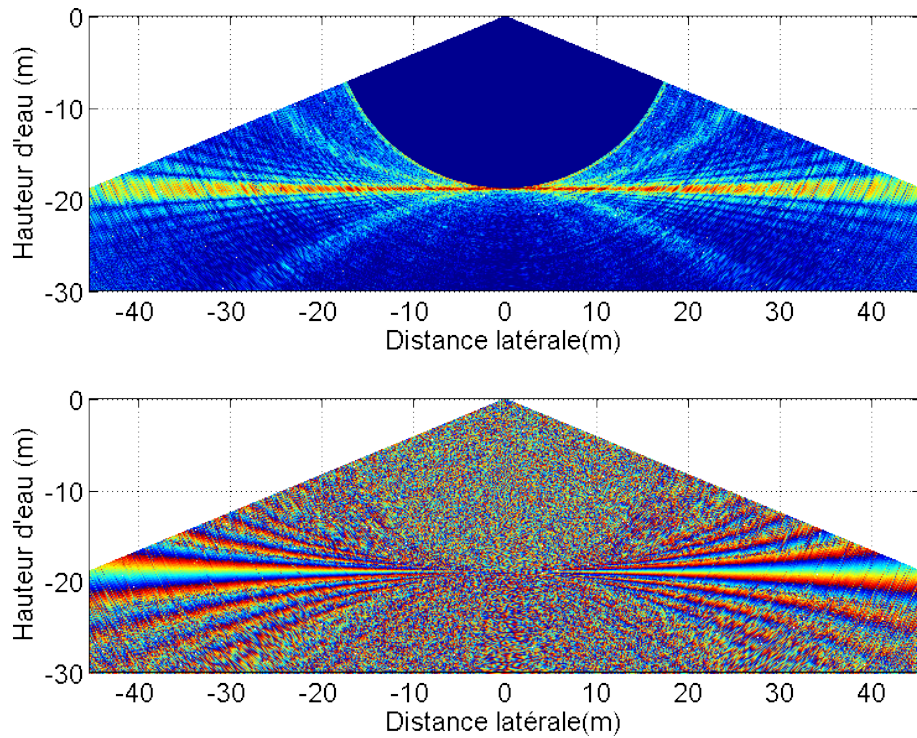


Figure 2.6 – Données simulées pour un ping. *Haut* : signaux en voie formée en amplitude. *Bas* : phase interférométrique des signaux en voies formées.

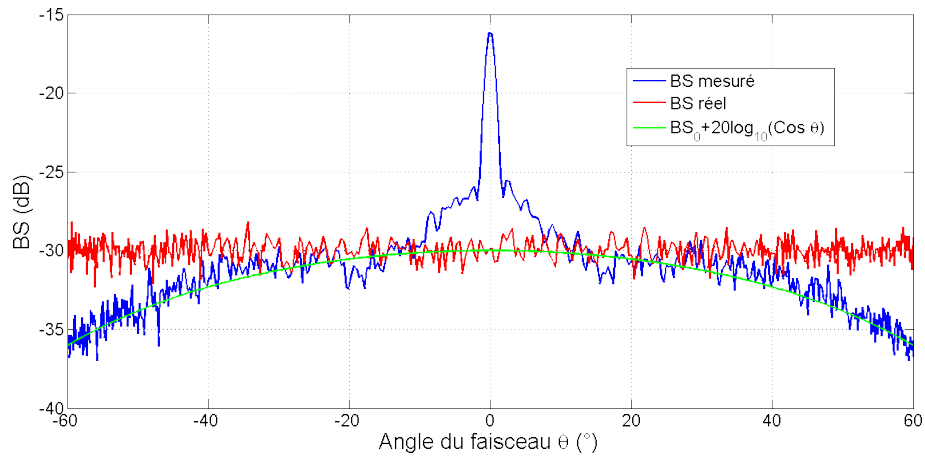


Figure 2.7 – Mesure simulée de réflectivité moyennée sur 40 pings. *Bleu* : mesure ; *Rouge* : réalité ; *Vert* : courbe en  $BS_0 + 10\log_{10}(\cos \theta)$ .

### 2.3.2.b Validation qualitative sur fond variable

Ici, on génère une bathymétrie contenant deux échelles de variations géométriques avec une réflectivité globale uniforme de  $-30 \text{ dB/m}^2$ . Le fond ainsi généré est présenté dans la Figure 2.8. Il comporte deux larges bosses dont l'amplitude est de l'ordre du mètre et des rides de l'ordre de la dizaine de centimètres d'amplitude et du mètre de période.

On simule un système de type SMF ayant les caractéristiques suivantes :

- fréquence : 300 kHz,

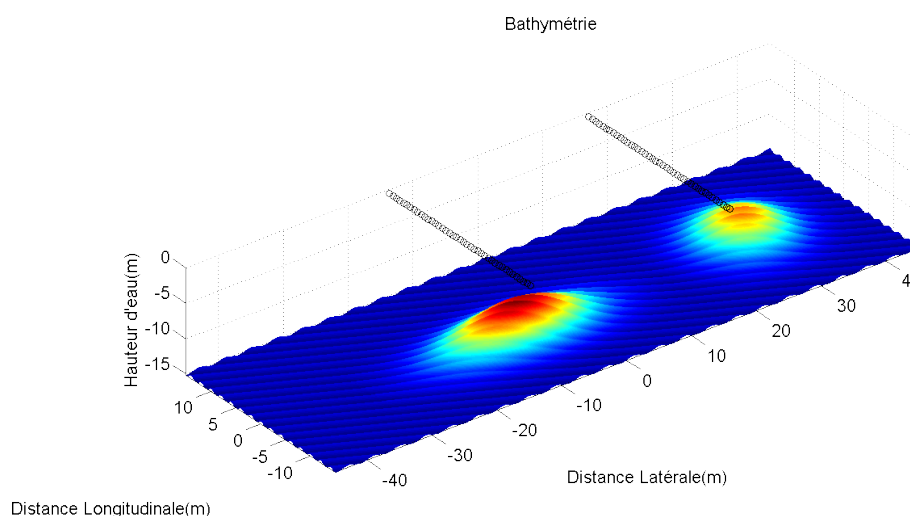


Figure 2.8 – Bathymétrie et positions de l'antenne (*Cercles noirs*) pour la simulation. La couleur code pour la hauteur d'eau.

- ouverture latérale :  $1,5^\circ$ ,
- ouverture longitudinale :  $1,5^\circ$ ,
- longueur d'impulsion (carré) : 300 ms,
- plage angulaire de simulation en latérale :  $-60^\circ$  à  $60^\circ$ ,
- plage angulaire de simulation en longitudinale :  $-5^\circ$  à  $5^\circ$ .

A chaque position de l'antenne on génère un ping et on applique un algorithme de détection basé sur les principes décrits dans 3.1. La Figure 2.9 montre l'un de ces pings et la mesure associée.

On obtient la bathymétrie de la zone levée (voir Figure 2.10) ainsi qu'une évaluation de la réflectivité mesurée à chaque ping. On observe des fluctuations de réflectivité (voir Figure 2.11) en fonction de la géométrie du fond, que ce soit pour les petites structures (type rides de sable) où les plus grandes (type dunes).

Ces observations confirment que les signaux simulés en amplitude et phase reproduisent de façon cohérente l'ensemble de ce qui est observé sur des signaux SMF réels. Il est donc possible d'effectuer un traitement d'antenne (ici formation de voies) et la mesure de la bathymétrie tout en générant une donnée d'imagerie correcte sur une zone donnée.

**Conclusions sur l'outil de simulation développé :** Le modèle de points brillants étendus convient bien aux travaux développés dans cette thèse. Les signaux élémentaires générés sont d'un réalisme satisfaisant permettant de tester et de mettre au point des traitements temporels et spatiaux. Le simulateur proposé ne s'éloigne pas fondamentalement du modèle classique de points brillants, mais facilite la gestion du bilan énergétique par l'attribution d'une surface et d'une directivité aux diffuseurs.

Le modèle final ne possède pas la capacité de simulation (prise en compte d'une célérité variable, gestion des multi-trajets, modélisation de la surface de mer) des travaux tels que ceux menés dans [21] et [22]. Il suffit néanmoins à traiter les problèmes liés à l'évaluation des performances des méthodes de détection des SMF, abordés dans la partie suivante (II), ainsi qu'au développement de nouvelles méthodes présentées dans la partie III.



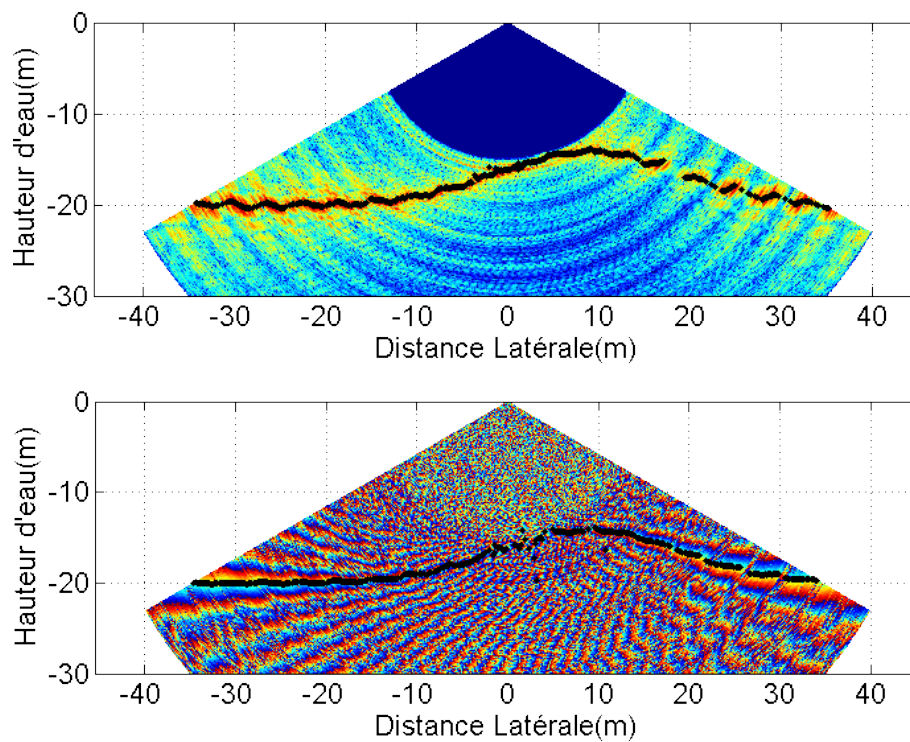


Figure 2.9 – Signal simulé après formation de voies en amplitude (haut) et phase (bas) pour un ping. *Noir* : échantillon détecté par la mesure bathymétrique.

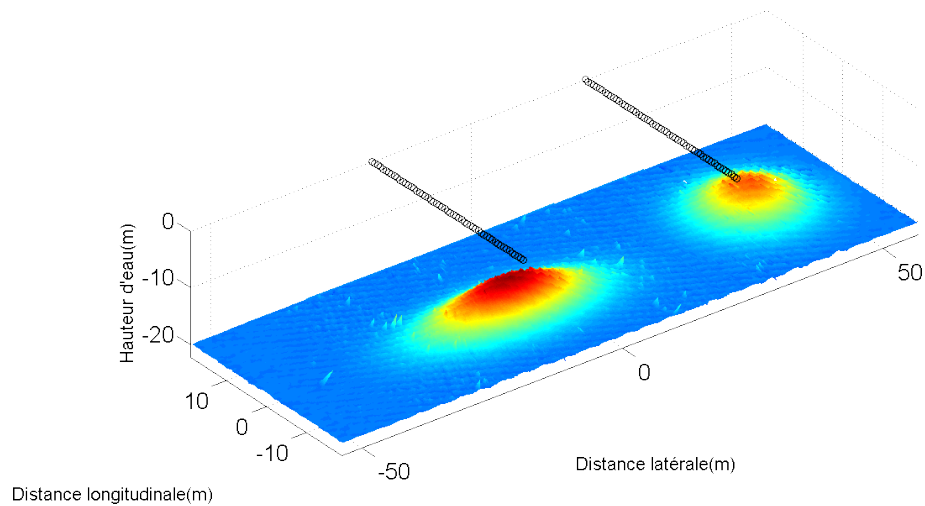


Figure 2.10 – Mesure de bathymétrie sur l'ensemble de la zone simulée. *Cercles noirs* : positions de l'antenne.

## 2.4 Caractérisation des signaux SMF

Par la suite, notamment dans les Chapitres 5 et 6, les traitements développés sont basés sur les caractéristiques physiques des signaux, et, en particulier, dans les cas où les traitements classiques de détection de l'instant d'arrivée de l'onde sont mal adaptés. De manière générale, les SMF sont faits pour travailler sur les échos rétrodiffusés de cibles étendues (le fond de la mer) et fonctionnent efficacement sur ce type de cible. Cependant, surtout lorsque l'on

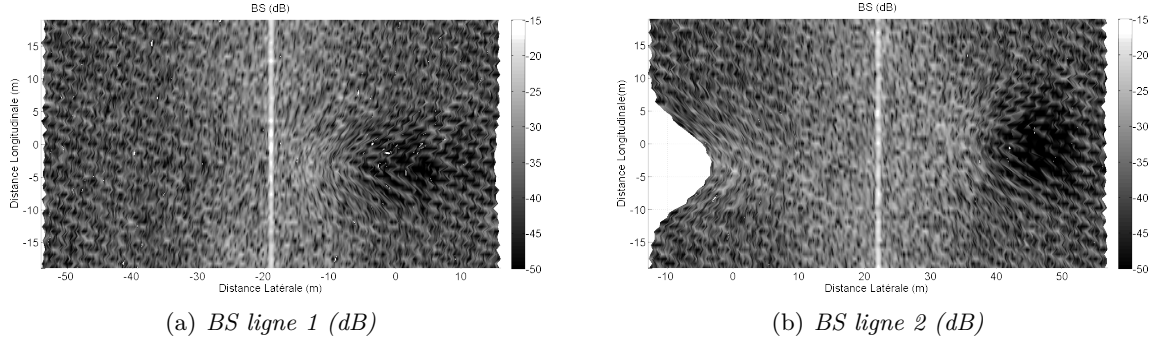


Figure 2.11 – Mesure de réflectivité (BS) corrigée de la loi de Lambert.

souhaite étendre la détection SMF à plusieurs cibles temporellement disjointes par faisceau (multi-détection), on se retrouve confronté à des cibles ne se comportant plus de la même façon vis-à-vis du signal acoustique. Il est alors nécessaire de mettre en place des traitements prenant en compte ces différences de comportement. Certaines de ces cibles vont générer des artefacts que l'on souhaite éliminer, et d'autres des signaux d'amplitude faible que l'on souhaitera détecter.

La suite de cette partie aborde la description des signaux issus de trois types d'échos :

- l'écho spéculaire,
- les cibles isolées,
- les cibles étendues à une dimension.

Il a été choisi de se restreindre à ces trois types de cibles après l'observation de multiples échogrammes de signaux SMF en amplitude et en phase, et après avoir constaté que ce type d'échos est souvent à l'origine de fausses détections ou de détections manquées posant problèmes pour la sécurité de la navigation.

### 2.4.1 Écho spéculaire

L'écho spéculaire est issu des signaux réfléchis par le fond n'existant qu'aux incidences faibles, par opposition aux signaux rétrodiffusés. Il est fréquemment à l'origine de fausses détections de par sa présence sur l'ensemble de la fauchée du SMF et de sa forte amplitude. Il est causé par un niveau de réjection insuffisant du signal provenant de la verticale par les lobes secondaires de l'antenne de réception dépointée.

De par sa nature de signal réfléchi, l'écho spéculaire a une amplitude très supérieure aux signaux rétrodiffusés. D'une part, une plus grande partie de l'énergie incidente est réfléchie plutôt que rétrodiffusée par le fond. D'autre part, comme nous l'avons évoqué auparavant (Figure 2.3) le fait qu'il soit réfléchi impose à l'écho spéculaire une perte d'amplitude avec la distance plus modérée que celle des signaux rétrodiffusés.

Le signal provenant de l'écho spéculaire est d'autant plus fort que le fond est plat à l'échelle de la longueur de l'onde utilisée, la sommation des signaux résultant à l'intérieur de l'empreinte instantanée du signal incident se faisant de manière plus cohérente. Il sera ainsi plus visible sur des systèmes basses fréquences que sur des systèmes hautes fréquences. Cependant, dans des situations particulières telles que la présence d'une épave ou d'une structure quelconque comportant des zones très plates, il est possible de voir des échos spéculaires de très fortes amplitudes sur des données de SMF haute fréquence (aux alentours de 400 kHz).

### 2.4.1.a Modèle

On modélise ici les signaux reçus par une antenne parallèle au fond et constituée d'une ligne de capteurs équidistants. L'émission se fait au centre de l'antenne, dans un lobe parfaitement fin dans le sens longitudinal et omnidirectionnel dans le sens transversal. L'ensemble des notations utilisées et de la géométrie considérée est résumé en Figure 2.12.

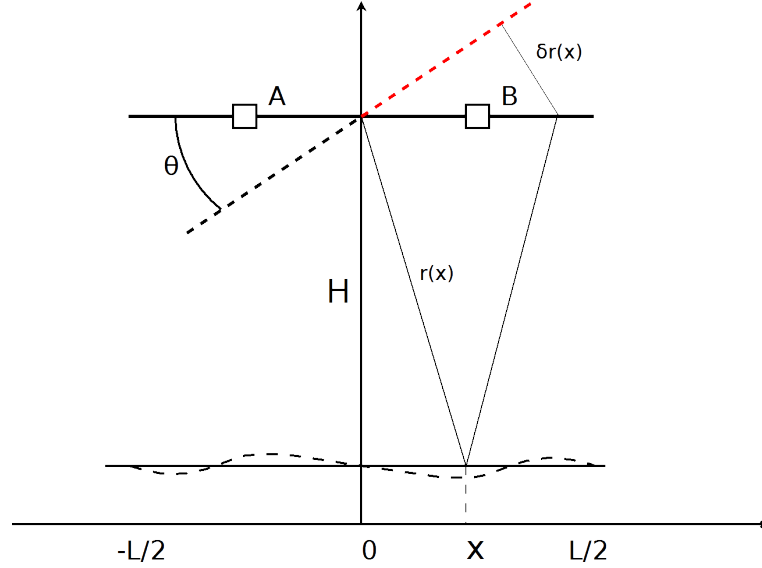


Figure 2.12 – Configuration de l'antenne et notations utilisées pour la modélisation de l'écho spéculaire.

Le fond est parfaitement plat, horizontal, à une profondeur  $H$  sous le sonar.

Dans le cas du spéculaire, en considérant que l'on a  $H \gg x$ , le temps de propagation  $\tau(x)$  entre l'émission et un capteur situé à l'abscisse  $x$  sur l'antenne est :

$$\begin{aligned}
 \tau(x) &= 2H/c \sqrt{1 + \left(\frac{x}{2H}\right)^2} \\
 &= 2H/c \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{x}{2H}\right)^2 + o(x^2/H^2)\right) \\
 &= 2H/c (1 + o(x/H))
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Ainsi, au premier ordre, tous les capteurs reçoivent la réponse du fond de manière simultanée. Dans les calculs qui vont suivre on ne tiendra pas compte des pertes de propagation sphériques et de l'atténuation du milieu, en considérant que celles-ci sont les mêmes pour l'ensemble des signaux considérés. Le RSB est supposé infini, le bruit additif n'est pas pris en compte dans un premier temps. Le but est d'abord de caractériser la forme des signaux et leur signature sur la phase interférométrique associée, le bruit pourra être pris en compte dans un second temps.

Pour effectuer la formation de voie à l'angle  $\theta$  on applique au capteur placé au point  $x$  sur l'antenne un retard égal à :

$$\delta t_\theta(x) = x \sin \theta / c \tag{2.4}$$



Le reste des calculs se fera en prenant l'approximation champ lointain qui limite le développement de la formule (2.3) au premier ordre.

A l'émission, on considère une porte  $\Pi$  de longueur  $T$  et d'amplitude  $U$  sur une porteuse de pulsation  $\omega$ .

$$\Pi(t) = \begin{cases} U & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.5)$$

Avec l'approximation champ lointain décrite ci-dessus cela revient à considérer que toute l'antenne est insonifiée entre les instants  $2H/c$  et  $2H/c + T$ .

En explicitant la formation de voie de manière intégrale, on obtient pour les nouveaux centres de phase  $A$  et  $B$  les signaux suivants :

$$\begin{aligned} S_A(\theta, t) &= \int_{-L/2}^0 \Pi(t - \tau(x) + \delta t_\theta(x)) \exp(j\omega(t + \delta t_\theta(x))) dx \\ S_B(\theta, t) &= \int_0^{L/2} \Pi(t - \tau(x) + \delta t_\theta(x)) \exp(j\omega(t + \delta t_\theta(x))) dx \end{aligned} \quad (2.6)$$

La portion d'antenne sur laquelle l'intégrale est non nulle dépend seulement du premier terme  $\Pi(t - \tau(x) + \delta t_\theta(x))$ . Ce terme sera noté  $\Pi_{\theta(x,t)}$  et est défini selon :

$$\Pi_{\theta}(x, t) = \begin{cases} U & \text{si } t - \tau(x) + \delta t_\theta(x) \in [0, T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.7)$$

soit :

$$\Pi_{\theta}(x, t) = \begin{cases} U & \text{si } t - 2H/c + x \sin \theta/c \in [0, T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.8)$$

Plusieurs bornes temporelles critiques apparaissent :

$$\begin{aligned} T_{beg} &= 2H/c \\ T_1 &= 2H/c + L/2 \sin \theta/c \\ T_2 &= 2H/c - L/2 \sin \theta/c + T \\ T_{end} &= 2H/c + T \end{aligned} \quad (2.9)$$

Il y a deux situations possibles :

- Cas 1 :  $T_1 \leq T_2$  : il existe alors une durée de "régime permanent", où les deux demi-antennes sont complètement insonifiées simultanément, tel que décrit dans la Figure 2.13.
- Cas 2 :  $T_1 > T_2$  : on n'arrive jamais au "régime permanent", tel que décrit dans la Figure 2.14.

Par exemple, pour un sonar du type *EM 3002* on a  $T = 150 \mu s$  et  $L \approx 30$  cm. On a alors  $cT/L \approx 50^\circ$  ce qui indique que nous sommes dans le Cas 1 jusqu'à environ  $50^\circ$  de dépointage et dans le Cas 2 au delà.

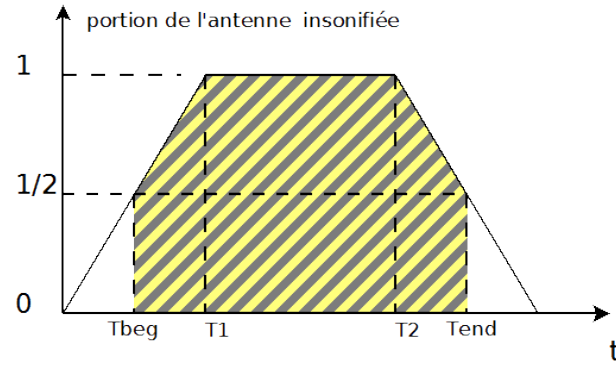


Figure 2.13 – Longueur relative de l'antenne insonifiée en fonction du temps pour  $T_1 \leq T_2$ . La zone hachurée correspond à l'intervalle temporel où les deux demi-antennes interfèrent. La zone temporelle  $[T_1, T_2]$  correspond au régime permanent.

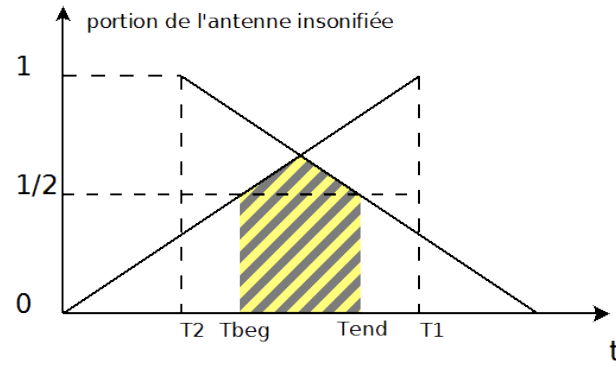


Figure 2.14 – Longueur relative de l'antenne insonifiée en fonction du temps pour  $T_1 \leq T_2$ . La zone hachurée correspond à la portion temporelle où les deux demi-antennes interfèrent. A aucun moment les deux demi-antennes ne sont simultanément complètement insonifiées

#### 2.4.1.b Cas où $T_1 \leq T_2$

Ce cas correspond à la condition  $T > L \sin \theta / c$ . Le signal émis est assez long pour que toute l'antenne soit vue simultanément sous l'angle  $\theta$ . Il est alors possible de distinguer trois régimes de fonctionnement : la période transitoire d'insonification de l'antenne entre  $T_{beg}$  et  $T_1$ , la période de fonctionnement en régime permanent entre  $T_1$  et  $T_2$ , et enfin la période transitoire d'extinction de l'antenne entre  $T_2$  et  $T_{end}$ .

**Régime permanent :** On se place dans le cas où  $T > L \sin \theta / c$  et  $t \in [T_1, T_2]$ .

Pour chaque sous-antenne on effectue la formation de voie, et on a alors :

$$\begin{aligned} S_A(\theta, t) &= \int_{-L/2}^0 U \exp(j\omega(t + \delta t_\theta(x))) dx \\ S_B(\theta, t) &= \int_0^{L/2} U \exp(j\omega(t + \delta t_\theta(x))) dx \end{aligned} \quad (2.10)$$

Soit :

$$\begin{aligned} S_A(\theta, t) &= \frac{Uc}{j\omega \sin \theta} e^{j\omega t} \left( 1 - e^{-j\omega \frac{L}{2c} \sin \theta} \right) \\ S_B(\theta, t) &= \frac{Uc}{j\omega \sin \theta} e^{j\omega t} \left( e^{j\omega \frac{L}{2c} \sin \theta} - 1 \right) \end{aligned}$$

Et donc

$$S_A S_B^*(\theta, t) = \frac{U^2 L^2}{16} \exp \left( -j\omega \frac{L}{2c} \sin \theta \right) \text{sinc}^2 \left( \omega \frac{L}{4c} \sin \theta \right) \quad (2.11)$$

pour  $t \in [T_1, T_2]$  et  $0 < \sin \theta < \frac{cT}{L}$ .

**Régime transitoire :** Il s'agit toujours d'un cas où l'on forme une voie avec un  $\sin \theta < \frac{cT}{L}$ , mais on se place dans la portion temporelle où la première demi-antenne est entièrement insonifiée et seule une portion  $p(t)$  de la seconde demi-antenne l'est.

Ainsi pour  $t \in [2H/c, 2H/c + L/2 \sin \theta/c]$  et toujours avec  $\sin \theta < \frac{cT}{L}$ , la droite décrivant la longueur insonifiée de la seconde demi-antenne en fonction du temps a pour équation :

$$l(t) = \frac{c}{\sin \theta} t - \frac{2H}{\sin \theta} \quad (2.12)$$

Ce qui correspond à une portion relative (par rapport à la longueur  $L/2$ ) :

$$p(t) = \frac{2}{L \sin \theta} (ct - 2H) \quad (2.13)$$

On a donc :

$$\begin{aligned} S_A(\theta, t) &= \int_{-L/2}^0 U \exp(j\omega(t + \delta t_\theta(x))) dx \\ S_B(\theta, t) &= \int_0^{l(t)} U \exp(j\omega(t + \delta t_\theta(x))) dx \end{aligned} \quad (2.14)$$

Soit :

$$\begin{aligned} S_A(\theta, t) &= \frac{Uc}{j\omega \sin \theta} \exp(j\omega t) \left[ 1 - \exp \left( -j\omega \frac{L}{2c} \sin \theta \right) \right] \\ S_B(\theta, t) &= \frac{Uc}{j\omega \sin \theta} \exp(j\omega t) \left[ \exp \left( j\omega \frac{Lp(t)}{2c} \sin \theta \right) - 1 \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Ce qui aboutit à

$$S_A S_B^*(\theta, t) = \frac{U^2 L^2 p(t)}{16} \exp \left( -j\omega \frac{L}{4c} ((1 + p(t)) \sin \theta) \right) \text{sinc} \left( \omega \frac{L}{4c} \sin \theta \right) \text{sinc} \left( \omega \frac{p(t)L}{4c} \sin \theta \right) \quad (2.16)$$

Il se passe la même chose dans la portion temporelle correspondant à l'extinction de la seconde demi-antenne, c'est à dire pour  $t \in [2H/c - L/2 \sin \theta/c + T, 2H/c + T]$  en considérant une portion de l'antenne insonifiée  $p(t)$  tel qu'il suit :

$$p(t) = -\frac{2c}{L \sin \theta} (t - T) \quad (2.17)$$

**Bilan du cas  $T_1 \leq T_2$  :** De manière générale, le signal interférométrique prend la forme suivante :

$$S_A S_B^*(\theta, t) = \frac{U^2 L^2 p(t)}{16} \exp \left( -j\omega \frac{L}{4c} ((1 + p(t)) \sin \theta) \right) \text{sinc} \left( \omega \frac{L}{4c} \sin \theta \right) \text{sinc} \left( \omega \frac{p(t)L}{4c} \sin \theta \right) \quad (2.18)$$

avec :

$$p(t) = \begin{cases} 2/(L \sin \theta) (ct - 2H) & \text{si } t \in [2H/c, 2H/c + L/2 \sin \theta/c] \\ 1 & \text{si } t \in [2H/c + L/2 \sin \theta/c, 2H/c - L/2 \sin \theta/c + T] \\ -2c/(L \sin \theta) (t - T) & \text{si } t \in [2H/c - L/2 \sin \theta/c + T, 2H/c + T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.19)$$

On observe l'existence d'une **période de stabilité de la phase** lors du régime permanent ( $t \in [2H/c + L/2 \sin \theta/c, 2H/c - L/2 \sin \theta/c + T]$ ). Par la suite c'est cette caractéristique du régime permanent qui nous aidera à identifier les signaux de ce type.

#### 2.4.1.c Cas où $T_1 > T_2$

Dans le cas où  $L \sin \theta/c > T$ , on retrouve une configuration similaire à ce qui est décrit dans le régime transitoire de la section précédente.

Le signal interférométrique prend alors la même forme que décrit dans la formule 2.18 avec :

$$p(t) = \begin{cases} 2/(L \sin \theta) (ct - 2H) & \text{si } t \in [2H/c, 2H/c + T/2] \\ -2c/(L \sin \theta) (t - T) & \text{si } t \in [2H/c + T/2, 2H/c + T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \quad (2.20)$$

Ces formules nous fournissent la forme idéale (sans bruit additif) de l'écho issu de la réflexion spéculaire. La même démarche est maintenant appliquée aux cibles isolées avant d'en tirer les conclusions qu'il convient.

### 2.4.2 Écho de cibles isolées

#### 2.4.2.a Modèle

Le modèle décrivant les signaux provenant des cibles isolées est le même que précédemment. L'émission se fait au centre de l'antenne, dans un lobe parfaitement fin dans le sens longitudinal, et omnidirectionnel dans le sens transversal. L'ensemble des notations utilisées et de la géométrie considérée est résumé en Figure 2.15.



$$\begin{aligned}
T_{beg} &= \frac{2R}{c} \\
T_1 &= \frac{2R + L/2 |\sin \theta_0 - \sin \theta|}{c} \\
T_2 &= \frac{2R - L/2 |\sin \theta_0 - \sin \theta|}{c} + T \\
T_{end} &= \frac{2R}{c} + T
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Les mêmes considérations que celles faites dans le cas du spéculaire restent valables en considérant un dépointage  $\theta_0$  supplémentaire dans les formules.

#### 2.4.2.b Résultats

Cette fois, le signal interférométrique prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
S_A S_B^*(\theta, t) &= \frac{U^2 L^2 p(t)}{16} \exp \left[ -j\omega \frac{L}{4c} ((1 + p(t))(\sin \theta_0 - \sin \theta)) \right] \\
&\quad \text{sinc} \left( \omega \frac{L}{4c} |\sin \theta_0 - \sin \theta| \right) \text{sinc} \left( \omega \frac{p(t)L}{4c} |\sin \theta_0 - \sin \theta| \right)
\end{aligned} \tag{2.25}$$

Avec, dans le cas où  $T_1 \leq T_2$  :

$$p(t) = \begin{cases} 2/(L|\sin \theta_0 - \sin \theta|)(ct - 2R) & \text{si } t \in [2R/c, 2R/c + T/2] \\ -2c/(L|\sin \theta_0 - \sin \theta|)(t - T) & \text{si } t \in [2R/c + T/2, 2R/c + T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.26}$$

Et dans le cas où  $T_1 > T_2$  :

$$p(t) = \begin{cases} 2/(L|\sin \theta_0 - \sin \theta|)(ct - 2R) & \text{si } t \in [2R/c, 2R/c + L/2(\sin \theta_0 - \sin \theta)/c] \\ 1 & \text{si } t \in [2R/c + L/2(\sin \theta_0 - \sin \theta)/c, \\ & 2R/c - L/2(\sin \theta_0 - \sin \theta)/c + T] \\ -2c/(L|\sin \theta_0 - \sin \theta|)(t - T) & \text{si } t \in [2R/c - L/2(\sin \theta_0 - \sin \theta)/c + T, \\ & 2R/c + T] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \tag{2.27}$$

Cette fois encore, il existe une période de stabilité de la phase lors de l'établissement d'un régime permanent ( $t \in [2R/c + L/2(\sin \theta_0 - \sin \theta)/c; 2R/c - L/2(\sin \theta_0 - \sin \theta)/c + T]$ ).

### 2.4.2.c Extension aux cibles étendues à une dimension

On appellera cibles étendues à une dimensions les cibles que l'on peut considérer comme une succession de cibles isolées selon une dimension (Figure 2.16). On se placera dans le cas où l'ensemble des cibles éclairées dans un faisceau se trouve à des distance obliques différentes.

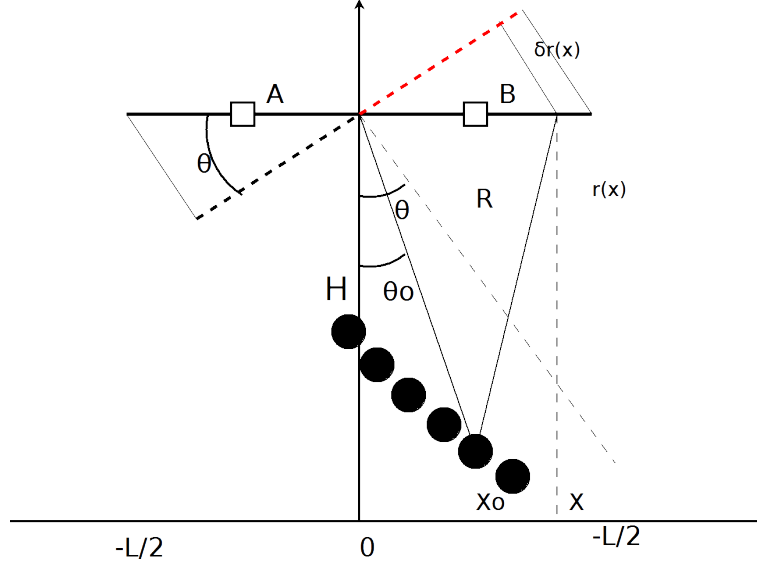


Figure 2.16 – Configuration de l'antenne et notations utilisées pour la modélisation des échos de cibles étendues à une dimension.

Dans les conditions où le régime permanent existe, à un instant  $t$ , on considère que le signal reçu est majoritairement issu de la contribution d'une source, cette source étant celle se trouvant à la distance oblique correspondante  $R = ct/2$ . Ainsi, en chaque instant  $t$ , il est possible de caractériser la variation angulaire de la phase interférométrique à l'aide de la relation :

$$\Delta\Phi(\theta, t) = \omega \frac{L}{2c} (\sin \theta - \sin \theta_0(t)) \quad (2.28)$$

où  $\theta_0(t)$  décrit la variation de position angulaire de la cible concernée sur la cible étendue à une dimension en fonction du temps

### 2.4.3 Conclusion sur la nature des échos caractérisés

#### 2.4.3.a Écho spéculaire

Dans les paragraphes précédents, la forme idéale développée pour le spéculaire (sans bruit additif) fournit des informations utiles sur la nature de cet écho.

Ce qu'il faut retenir, et qui nous sert dans l'établissement des traitements visant à atténuer le spéculaire par rapport au signal rétrodiffusé est la stabilité en phase associée au régime permanent du spéculaire. Dans la pratique, les durées associées aux régimes transitoires sont extrêmement courtes et ne sont pas perceptibles sur les signaux numérisés ; au contraire, le régime permanent, pouvant durer sur une durée allant jusqu'à la durée d'impulsion elle-même, pourra être perçu, et sa signature en phase stable est utilisable.

Ainsi, en première approximation, le signal spéculaire est modélisé (dans le cas idéal) comme une porte  $\Pi_{spec}$  de longueur  $T_{spec}(\theta) = \max(T - L \sin \theta / c, 0)$ , d'amplitude  $U_{spec}(\theta) = \frac{U^2 L^2}{16} \text{sinc}\left(\omega \frac{L}{4c} \sin \theta\right)$ , associée à une phase stable  $\Delta\Phi_{spec}(\theta) = \omega \frac{L}{2c} \sin \theta$ .

Cette modélisation ne tient pas compte du bruit additif présent sur chaque capteur de l'antenne de réception. Dans la suite, on se contentera d'ajouter un bruit additif gaussien circulaire de variance  $\sigma^2$  définissant le RSB au modèle obtenu précédemment pour mettre au point des traitements visant à réduire l'impact du spéculaire.

#### 2.4.3.b Écho de cible isolée

Au vu des résultats précédents, il apparaît que les cibles isolées portent le même type de signature que l'écho spéculaire. Cette signature est cependant dépointée de l'angle où se trouve la cible, et son intensité dépend de l'indice de cible de l'objet concerné.

Par la suite, en première approximation, le signal issu d'une cible isolée est modélisé dans le cas idéal comme une porte  $\Pi_{isol}$  de longueur  $T_{isol}(\theta) = \max(T - L |\sin \theta - \sin \theta_0| / c, 0)$ , d'amplitude  $U_{isol}(\theta) = \frac{U^2 L^2}{16} \text{sinc}\left(\omega \frac{L}{4c} |\sin(\theta) - \sin \theta_0|\right)$ , associée à une phase stable  $\Delta\Phi_{isol}(\theta) = \omega \frac{L}{2c} (\sin \theta - \sin \theta_0)$ . Le bruit additif sera lui aussi pris en compte de la même façon que précédemment décrit pour le spéculaire.

Dans le domaine des SMF bathymétriques, les cibles de ce type nous intéressent si elles sont liées à un obstacle physique. En pratique, certaines cibles dont le caractère "isolé" est discutable vont se comporter comme tel. Par exemple, le sommet d'un mât pourra s'apparenter à une cible "isolée" et associée à un fort indice de réflectivité.

A partir de la caractérisation de l'écho de cible isolée, on introduit la notion de cible étendue à une dimension.

#### 2.4.3.c Écho de cible étendue à une dimension

Les cible étendue à une dimension peuvent être modélisées par une succession de cibles isolées selon une ligne. Ce type de cible correspond à un objet dont une seule des dimensions est de l'ordre de grandeur de la largeur de faisceau du SMF les insonifiant à la distance oblique où il se trouve. Il se retrouve peu dans la nature mais assez fréquemment sur les infrastructures liées à une activité humaine, qui peuvent présenter de graves dangers pour la sécurité de la navigation.

En les supposant constituées d'un ensemble de cibles isolées (principe de Huygens), il est possible de les caractériser de la même façon que ce qui a été fait pour ces dernières. Ainsi, à distance oblique fixe, il est possible de caractériser la variation angulaire de la phase associée à cette cible de la même façon que pour la cible isolée. C'est à dire par  $\Delta\Phi(\theta) = \omega \frac{L}{2c} (\sin \theta - \sin \theta_0)$  en considérant qu'elle est vue à cette distance oblique sous un angle  $\theta_0$ . Cette variation de phase est associée à une variation angulaire d'amplitude telle que décrite précédemment.

Ainsi, une série de rampes de phases à distance oblique constante est générée le long de ce type de cible. Cette caractéristique sert par la suite à les distinguer des autres échos.

Les caractérisations des échos ci-dessus nous fournissent des signatures distinctes de celles des échos rétrodiffusés surfaciques bien connus. Cela nous permettra de les prendre en compte dans les traitements qui vont suivre afin de les détecter correctement lorsque nécessaire.



## Conclusion

L'implémentation d'une méthode de simulation de signaux SMF en trois dimensions va nous permettre de générer des données réalistes sur lesquelles il est possible de valider les formules théoriques qui seront développées par la suite. Ces simulations permettront aussi de reproduire les situations problématiques de la mesure multi-cibles évoquées plus tard dans ce document.

Cet outil, associé aux caractérisations des signaux provenant de cibles différentes des cibles étendues classiques, servira de base à l'évaluation des performances des algorithmes de détection et de qualification adaptés au SMF bathymétriques.

## Deuxième partie

**Amélioration et application d'un  
facteur de qualité bathymétrique  
pour les sondeurs multifaisceaux**



---

## Facteur de qualité bathymétrique

Les sondeurs multifaisceaux bathymétriques modernes génèrent une très grande quantité de données, demandant l'implémentation de nouvelles méthodes de traitements pour la création des Modèles Numériques de Terrains (MNT). En effet, un sondeur petit fond forme quelques centaines de voies et effectue des mesures à des cadences de tir atteignant 10 à 20 Hz. Plusieurs milliers de sondes par seconde sont ainsi enregistrées par ces systèmes.

Traditionnellement, les données acquises par les sondeurs sont manuellement "nettoyées" par un hydrographe avant d'être ingérées par un algorithme créant le MNT. Cependant, cette procédure peut se révéler longue et fastidieuse, et n'est plus adaptée au volume de données à traiter dans le cadre d'un relevé bathymétrique de grande ampleur. Pour faire face à ces problèmes, des algorithmes tels que CUBE [31] proposent des solutions de traitement automatisé de la donnée. L'algorithme CUBE, par exemple, développe un calcul statistique de la hauteur d'eau associée à chaque nœud d'une grille proposant la ou les solutions les plus probables à l'opérateur. L'utilisation de plus en plus commune de CUBE par les instituts hydrographiques dans le monde a permis d'améliorer de manière significative l'efficacité du traitement des données bathymétriques. Cependant, le calcul d'hypothèses nécessite l'évaluation de l'incertitude de mesure de chaque sonde voisine du nœud. Cette estimation de l'erreur de mesure est à ce jour basée sur le modèle de propagation d'incertitude de Hare-Godin-Mayer ([16]). L'un des paramètres critiques est l'incertitude liée à la mesure acoustique de la sonde. À ce jour, on effectue l'estimation de ce terme à l'aide de modèles empiriques en fonction de différents paramètres tels que la provenance angulaire de la sonde et le type de sondeur utilisé.

Afin d'améliorer ce point, une estimation systématique de l'incertitude issue de la mesure acoustique de chaque sonde est proposée dans [1][32][33], définissant ainsi un facteur de qualité (QF). Ce facteur de qualité est calculé pour chaque sonde indépendamment en se basant sur le calcul de la variance de l'estimateur du temps d'arrivée de l'onde et avec un minimum d'information requis sur le système utilisé.

La suite de ce chapitre détaille tout d'abord les méthodes d'estimation du temps d'arrivée de l'onde puis les calculs de leur variance [34], en fonction des paramètres extérieurs à prendre en compte. Dans un premier temps, on s'intéressera aux sondes provenant de la mesure sur l'écho d'amplitude (§3.1.1) puis à celles provenant de la mesure de phase interférométrique (§3.1.2).

### 3.1 Méthodes d'estimation du temps d'arrivée de l'onde pour un sondeur multifaisceaux

Les méthodes de détection mises en œuvre dans les sondeurs multifaisceaux utilisent les signaux complexes en aval de la formation de voies. Le système fournit la série temporelle complexe des signaux dans chaque voie formée. Dans chacun de ces faisceaux, on effectue une ou plusieurs estimations du temps d'arrivée  $t_D$  de l'onde afin d'en déduire une estimation de la distance oblique du type  $R = ct/2$  (approximation de (1.32) suffisante dans le cadre de cette étude). Comme évoqué précédemment (§1.2.3), on considère que dans ces systèmes, le paramètre  $\theta$  définissant la direction d'arrivée de l'onde est parfaitement connu et correspond à l'angle de pointage  $\theta_b$  du faisceau considéré.

Il existe deux méthodes principales (voir §1.2.3) pour estimer  $t$ . La première méthode travaille uniquement sur l'amplitude du signal après formation de voies appliquée à l'antenne de réception complète. La seconde méthode travaille sur la différence de phase du signal en voies formées entre deux sous-ensembles de l'antenne de réception (§1.3.2.b).

#### 3.1.1 Détection sur l'amplitude

La méthode de détection sur le signal d'amplitude est basée sur le calcul du barycentre de l'enveloppe du signal :

$$\hat{t}_D = \frac{\int_0^{+\infty} |x(t)| t dt}{\int_0^{+\infty} |x(t)| dt} \quad (3.1)$$

où  $x(t)$  est le signal complexe en sortie de voies formées et  $|x(t)|$  son enveloppe.

En pratique, on travaille sur un signal bruité dans lequel on cherche à isoler temporellement l'écho provenant du fond de la mer du reste du signal (rétrodiffusion dans le volume d'eau et à l'interface eau-fond, bruit additif). Enfin le barycentre de la partie portion de signal  $T$  ainsi isolée est calculé selon la formule suivante :

$$\hat{t}_D = \frac{\int_T |x(t)| t dt}{\int_T |x(t)| dt} \quad (3.2)$$

Dans les SMF les signaux sont numérisés en sortie de capteur après filtrage et application d'une loi de compensation de l'atténuation (loi de TVG [2]), ainsi, on utilisera l'estimateur du barycentre sous sa forme numérique  $\hat{t}_D$  :

$$\hat{t}_D = \frac{\sum_{i=m}^n |x(t_i)| t_i}{\sum_{i=m}^n |x(t_i)|} \quad (3.3)$$

où les  $t_i$  sont les échantillons temporels,  $m$  et  $n$  les échantillons associés aux bornes  $t_m$  et  $t_n$  de l'intervalle temporel de durée  $T$  utilisé pour la détection (Figure 3.1).

On choisit de déterminer l'instant d'arrivée de l'onde par le barycentre du signal du fait de la fluctuation importante de l'enveloppe de l'amplitude [35][36]. Il est préférable d'utiliser un estimateur construit en considérant plusieurs échantillons (tel que le barycentre) afin d'obtenir

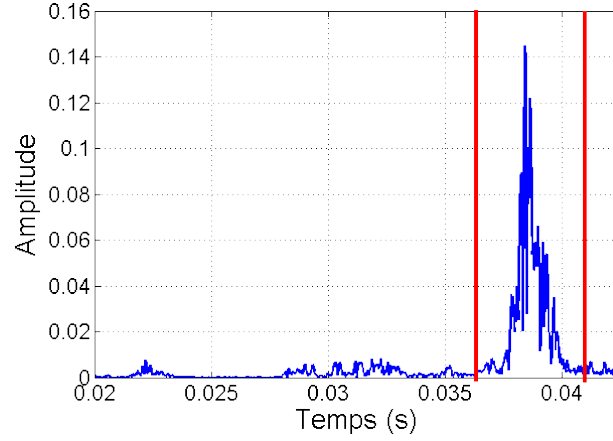


Figure 3.1 – Signal d'amplitude dans un faisceau. *Bleu* : signal d'amplitude  $|x(t)|$ ; *Rouge* : bornes  $t_m$  et  $t_n$  pour le calcul du barycentre.

une estimation plus robuste que si l'on considérait l'instant correspondant au maximum du signal.

Les performances (biais et variance) de cet estimateur seront développées au long de ce chapitre 3. L'estimation du temps d'arrivée sur le signal d'amplitude est dans tous les cas plus précise aux angles d'incidences proches de la verticale où l'enveloppe du signal est plus étroite.

### 3.1.2 Détection sur la phase interférométrique

On considère à présent le signal interférométrique issu de deux parties de l'antenne de réception comme décrit dans 1.3.2.b. On obtient une rampe de phase dans le lobe principal du faisceau correspondant à l'écho de fond (Figure 3.2).

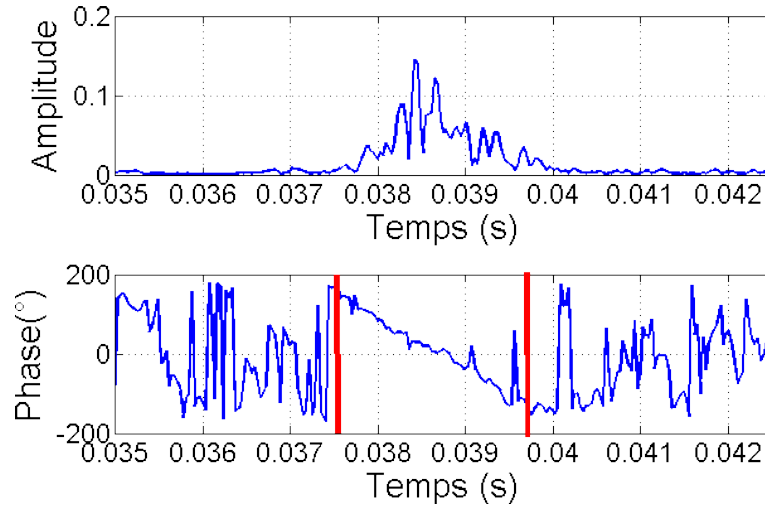


Figure 3.2 – Signal d'amplitude (haut) et de phase (bas) dans un faisceau interférométrique. *Bleu* : signal  $x_A(t)x_B^*(t)$ ; *Rouge* : limites temporelles pour la rampe de phase du lobe principal.

Le principe d'un SMF étant de détecter un temps d'arrivée dans chaque faisceau à angle fixé, on cherche à estimer l'instant où la phase est nulle, correspondant au moment où le signal

provient de l'axe de l'interféromètre. Le temps ainsi estimé correspond à la distance au fond de la mer au centre du faisceau considéré. Il existe plusieurs approches visant à obtenir cet instant de passage à zéro, la plus généralement répandue étant la régression linéaire, éventuellement pondérée. Il est toutefois intéressant de noter l'existence de méthodes alternatives robustes aux sauts de phase [37].

En pratique on effectue ici l'hypothèse que sur la fenêtre temporelle considérée, la rampe de phase  $\Delta\Phi(t)$  se comporte comme une droite d'équation  $at + b$ , et l'on cherche à effectuer l'estimation des paramètres  $a$  et  $b$  de cette droite.

On définit ensuite l'estimateur du passage à zéro de la phase par :

$$\hat{t}_D = \frac{-\hat{\beta}}{\hat{\alpha}} \quad (3.4)$$

où  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\beta}$  sont les estimations de  $a$  et  $b$ .

Cette approximation qui consiste à faire correspondre la rampe de phase à une droite n'est pas forcément bonne sur l'ensemble de l'intervalle temporel correspondant au faisceau, et en particulier si l'on a des faisceaux très larges.

On rappelle que la différence de phase  $\Delta\Phi(t)$  dans un faisceau pointé à l'axe  $\theta_0 > 0$  avec  $d$  la distance entre les deux centres d'antennes évolue en  $\Delta\Phi(t) = 2\pi d/\lambda \sin(\theta(t) - \theta_0) = 2\pi d/\lambda \sin \delta\theta(t)$ .

Sous l'hypothèse d'un fond plat à une profondeur  $H$ , et d'une  $c$  célérité indépendante de la profondeur. L'angle  $\theta(t)$  est directement lié au temps par la relation non linéaire  $\cos \theta(t) = 2H/(ct)$ .

On cherche à exprimer la variation temporelle de  $\Delta\Phi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \sin \delta\theta(t)$ .

Au premier ordre, on a :

$$\begin{aligned} \cos \theta(t) &= \cos(\delta\theta + \theta_0) \\ &= \cos \delta\theta(t) \cos \theta_0 - \sin \delta\theta(t) \sin \theta_0 \\ &\approx \cos \theta_0 - \delta\theta(t) \sin \theta_0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Soit,

$$\begin{aligned} \delta\theta(t) &\approx \frac{1}{\sin \theta_0} \left( \cos \theta_0 - \frac{2H}{ct} \right) \\ &\approx \frac{1}{\sin \theta_0} (\cos \theta_0 - \cos \theta(t)) \end{aligned} \quad (3.6)$$

et finalement,

$$\begin{aligned} \Delta\Phi(t) &= \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \delta\theta(t) \\ \Delta\Phi(t) &\approx \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{1}{\sin \theta_0} \left( \cos \theta_0 - \frac{2H}{ct} \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Si on note  $t_0$  le temps correspondant au centre du faisceau, on a :  $\cos \theta_0 = 2H/c(t_0)$ . Il s'en suit :

$$\begin{aligned}\Delta\Phi(t) &\approx \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{2H}{c \sin \theta_0} \left( \frac{1}{t_0} - \frac{1}{t} \right) \\ &\approx \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{2H}{ct_0 \sin \theta_0} \left( 1 - \frac{1}{1 + \frac{t-t_0}{t_0}} \right)\end{aligned}\quad (3.8)$$

Ainsi, au premier ordre, la forme de la rampe de phase est inversement proportionnelle au temps  $t$ . Des méthodes d'estimations basées sur cette forme de rampe ont été testées dans [8], mais il y est montré que l'erreur d'estimation résultante dans différentes configurations de mesure est plus grande qu'en prenant l'approximation supplémentaire de progression linéaire de la phase en fonction du temps.

En poursuivant l'approximation ci-dessus, en notant alors  $\tau = t - t_0$ , et en supposant  $\tau \ll t_0$ , on obtient alors par développement limité de  $\frac{1}{1+\tau/t_0}$  :

$$\Delta\Phi(t) \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \frac{2H}{ct_0 \sin \theta_0} \left( \frac{\tau}{t_0} - \frac{\tau^2}{t_0^2} + \dots \right) \quad (3.9)$$

On vérifie ainsi qu'au premier ordre, la phase proche du centre du faisceau se comporte comme une droite en fonction du temps

Toutefois, cela nous pousse à travailler sur des intervalles temporels restreints afin de rester dans les domaines de validité de l'hypothèse de linéarité de la phase.

### 3.1.2.a Régression linéaire

Dans le cas de la régression linéaire simple, on effectue une minimisation de la quantité  $D(\alpha, \beta)$  :

$$D(\alpha, \beta) = \sum_{i=m}^n (\Delta\Phi(t_i) - \alpha.t_i - \beta)^2 \quad (3.10)$$

On obtient les deux estimateurs de  $a$  et  $b$  :

$$\begin{aligned}\hat{\alpha} &= \frac{\sum_{i=m}^n (t_i - \bar{t})(\Delta\Phi(t_i) - \bar{\Delta\Phi})}{\sum_{i=m}^n (t_i - \bar{t})^2} \\ \hat{\beta} &= \bar{\Delta\Phi} - \hat{\alpha}\bar{t}\end{aligned}\quad (3.11)$$

où  $\bar{t}$  et  $\bar{\Delta\Phi}$  représentent les moyennes de  $\{t_i\}$  et  $\{\Delta\Phi(t_i)\}$  au sens du maximum de vraisemblance.

Le problème de cette méthode d'estimation est que la régression linéaire suppose l'homoscédasticité (stationnarité temporelle de la variance le long de la rampe de phase) des échantillons, ce qui n'est pas toujours le cas, surtout si la portion de rampe de phase considérée est grande. En effet, sur les signaux réels, la variance de la phase interférométrique augmente à mesure que l'on s'éloigne du centre du faisceau. La régression linéaire pondérée permet la prise en compte de cette hétéroscédasticité de la phase.



### 3.1.2.b Régression linéaire pondérée

La régression linéaire pondérée repose elle aussi sur la minimisation quadratique d'une distance, mais chacun des résidus est pondéré par une valeur  $w_i$  inversement proportionnelle à la variance estimée de l'échantillon correspondant. Cette pondération permet de prendre en compte l'hétéroscédasticité éventuelle des données. On effectue une minimisation de la quantité  $D_w(\alpha, \beta)$  :

$$D_w(\alpha, \beta) = \sum_{i=1}^n w_i (\Delta\Phi(t_i) - \alpha.t_i - \beta)^2 \quad (3.12)$$

D'où la nouvelle expression des estimateurs de  $a$  et  $b$  :

$$\begin{aligned} \hat{\alpha} &= \frac{\sum_{i=m}^n w_i (t_i - \bar{t})(\Delta\Phi(t_i) - \bar{\Delta\Phi})}{\sum_{i=m}^n w_i (t_i - \bar{t})^2} \\ \hat{\beta} &= \bar{\Delta\Phi} - \hat{\alpha}\bar{t} \end{aligned} \quad (3.13)$$

De manière générale on suppose que la variance de la rampe de phase augmente avec la diminution de la valeur du rapport signal à bruit ; sous l'hypothèse d'un bruit stable, on pondère les résidus dans le calcul de la distance par la valeur de l'amplitude du signal  $a(t_i) = |x_A(t_i)x_B^*(t_i)|$  correspondant aux résidus.

Il existe aussi des méthodes itératives permettant d'effectuer une évaluation des coefficients  $w_i$  de manière plus intelligente, mais qui demandent aussi plus de ressources au système de par la nature itérative du procédé, et qui peuvent poser des problèmes pour un traitement temps réel [38].

### 3.1.3 Précision et résolution de mesure

La résolution de mesure indique la taille minimale des détails de la structure cible que le système peut distinguer. Elle est directement liée à la configuration géométrique de cette mesure ainsi qu'à l'algorithmique implémentée dans le sondeur.

La précision de mesure donne une quantification de l'incertitude de mesure. Il est possible d'améliorer la précision de mesure au prix d'une diminution de la résolution, en particulier en ce qui concerne l'évaluation du temps d'arrivée de l'onde sur la phase.

Pour un SMF ayant une antenne de réception d'ouverture latérale  $\Delta\theta$  et une antenne d'émission d'ouverture longitudinale  $\Delta\phi$  la résolution latérale et longitudinale ( $dx, dy$ ) définie par l'empreinte du faisceau est :

$$\begin{aligned} dx &= \frac{2H \sin(\Delta\theta/2)}{\cos^2 \theta} \\ dy &= H \frac{\tan \Delta\phi}{\cos \theta} \end{aligned} \quad (3.14)$$

où  $H$  est la hauteur d'eau et  $\theta$  l'angle de dépointage du faisceau considéré.

Cette résolution correspond à l'empreinte au sol de chaque faisceau, mais il est possible de l'améliorer en considérant un nombre réduit d'échantillons à l'intérieur de chaque faisceau.

De manière générale, à chaque instant, le signal est issu de la contribution d'une certaine zone du fond (Figure 3.3 pour un angle rasant) qui définit la résolution maximale du SMF et est donnée par :

$$\begin{aligned} dx &= H \tan \theta \left[ \sqrt{1 + \frac{cT \cos \theta}{H \sin^2 \theta}} - 1 \right] \approx \frac{cT}{2 \sin \theta} \\ dy &= H \frac{\tan \theta_\phi}{\cos \theta} \end{aligned} \quad (3.15)$$

où  $H$  est la hauteur d'eau,  $T$  la longueur d'impulsion,  $\theta_\phi$  l'ouverture longitudinale de l'antenne d'émission et  $\theta$  l'angle de dépointage du faisceau considéré. L'approximation (3.14) pour  $dx$  est valable aux incidences obliques et rasantes.

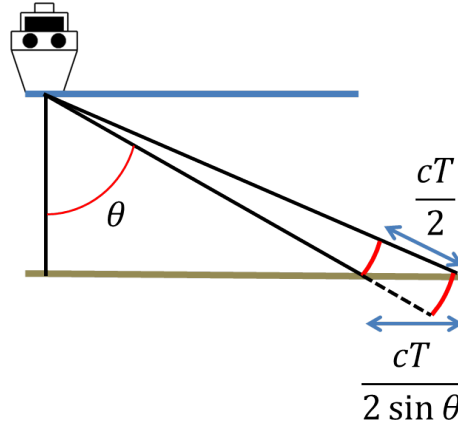


Figure 3.3 – Résolution latérale à un angle rasant  $\theta$  pour une longueur d'impulsion  $T$ .

Il convient alors de trouver le meilleur compromis dans les paramètres du traitement pour avoir une bonne résolution de mesure tout en gardant une bonne précision. En pratique lorsque l'on travaille sur l'estimation en phase (décrite dans 3.1.2), cela se traduit par un choix judicieux de la longueur de la rampe de phase à prendre en compte.

En choisissant de considérer un grand nombre d'échantillons lors de l'estimation du temps d'arrivée, on va améliorer la précision de mesure au détriment de la résolution, au risque de "gommer" des objets de petite taille sur le fond. En choisissant au contraire de considérer un faible nombre d'échantillons, on va augmenter la résolution de mesure au prix d'une augmentation du bruit de mesure et donc d'une diminution de la précision. C'est le compromis "précision-résolution" de la mesure bathymétrique.

L'impact du choix de résolution sur les sondes est illustré en Figure 3.4, qui montre qu'une rampe de phase trop longue lisse les structures fines sur le fond. On reprend les données simulées au 2.3.2.b, par un système de type *EM 3002* sur un fond comprenant des reliefs de grande échelle et des rides fines.

En sortie de l'algorithme de détection utilisant un grand nombre de points sur les rampes de phase, les rides de sable ne sont pas visibles, alors qu'elle sont correctement décrites par l'algorithme utilisant des rampes plus courtes. En pratique, il convient de faire en sorte que la longueur signal de phase prise en compte dans chaque faisceau corresponde à la résolution spatiale attendue du sondeur dans l'hypothèse fond plat.

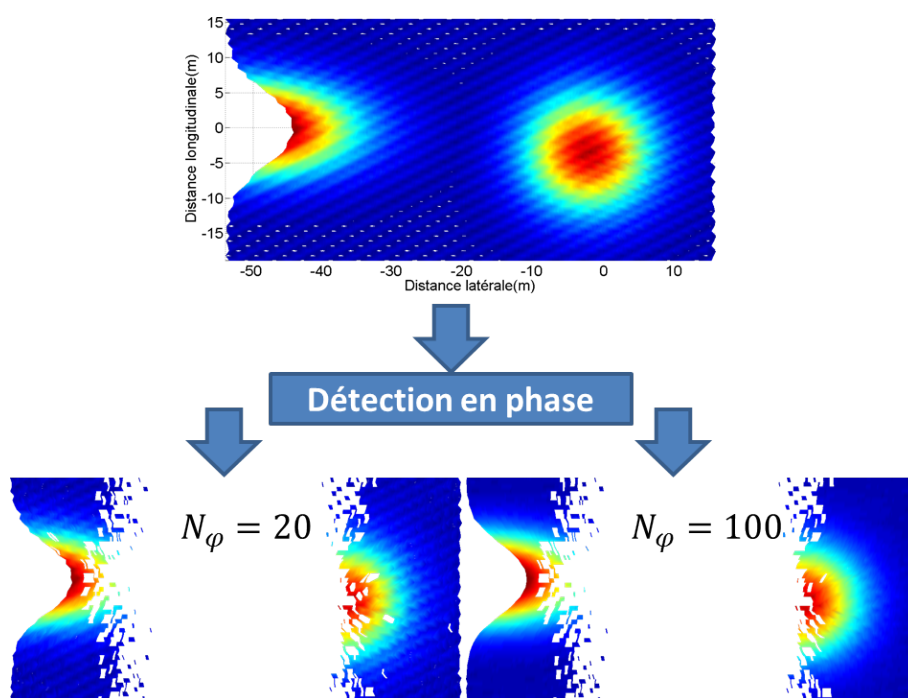


Figure 3.4 – Impact du choix de la longueur de la rampe de phase sur la détection. Sur le même fond, un algorithme de détection en phase est appliqué, dans un premier temps avec une estimation du passage à zéro de la rampe de phase sur 20 points (correspondant à une résolution de 1,8 m) puis 100 points (correspondant à une résolution de 9 m). Le centre de la ligne ne comporte pas de mesure car seules les sondes issues de la phase sont affichées. La bathymétrie obtenue avec les rampes de phase les plus longues (à droite) ne présente pas les rides situées sur le fond.

## 3.2 Incertitude de mesure du temps sur l'amplitude

Dans cette section, l'incertitude de mesure acoustique étudiée porte sur les sondes issues du traitement sur l'amplitude du signal dans un faisceau (3.1.1) par le calcul du barycentre de l'enveloppe.

### 3.2.1 Fluctuation des signaux SMF et enveloppe du signal d'amplitude

Les signaux SMF sont soumis à différentes formes de bruit, dont les origines sont diverses. Ces bruits vont distordre le signal acoustique et perturber la détection de l'instant ou de la direction d'arrivée de l'onde.

#### 3.2.1.a Bruit gaussien circulaire

Les phénomènes acoustiques décrits par la suite sont souvent modélisés à l'aide d'un bruit gaussien circulaire de variance donnée  $\sigma$  que l'on décrit ici brièvement en notant ses caractéristiques statistiques essentielles.

Le bruit circulaire gaussien  $n(t)$  de variance  $\sigma^2$  est défini de la façon suivante :

$$n(t) = \frac{\sigma}{\sqrt{2}}(n_1(t) + jn_2(t)) \quad (3.16)$$

où  $n_1, n_2 \sim \mathcal{N}(0, 1)$  (loi normale de moyenne nulle et de variance unitaire) sont indépendants.

Il s'agit donc d'un bruit complexe dont les composantes réelle et imaginaire se comportent selon des statistiques gaussiennes de même variance.

La phase  $\phi_n(t)$  d'un tel bruit a une distribution uniforme sur  $[-\pi, \pi]$ . Son amplitude  $|n(t)|$  suit une loi de Rayleigh de paramètre  $\sigma$ , c'est-à-dire de densité de probabilité  $f_a(u)$  [39] :

$$f_a(u) = \frac{u \exp \frac{-u^2}{2\sigma^2}}{\sigma^2} \quad (3.17)$$

Les moments d'ordre un et deux de  $|n(t)|$  et  $\phi_n(t)$  s'obtiennent alors selon les formules suivantes :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\phi_n(t)] &= 0 \\ \text{Var}[\phi_n(t)] &= \frac{\pi^2}{6} \\ \mathbb{E}[|n(t)|] &= \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \\ \text{Var}[|n(t)|] &= \sigma^2 \frac{4 - \pi}{2} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Ces propriétés servent par la suite pour le calcul de l'estimation du temps d'arrivée dans les systèmes SMF.

### 3.2.1.b Bruit multiplicatif : modèles de chatolement

Le bruit multiplicatif est issu de l'interaction de l'onde acoustique émise avec le fond de la mer.

Une modélisation fréquente consiste à représenter le fond de la mer par un ensemble de diffuseurs indépendants (modèle classique des points brillants (§2.1.1, [23])). La présence de ces diffuseurs dans le modèle est justifiée par la présence d'un micro-relief (par rapport à la longueur d'onde utilisée). On note  $a_k$ , et  $\phi_k$  les variables aléatoires décrivant l'amplitude et la phase de ces diffuseurs. Le nombre de diffuseurs se trouvant dans la surface insonifiée instantanée (cellule de résolution du sondeur) est noté  $N$ .

**Modèle gaussien du chatolement pleinement développé :** Ce modèle se base sur les hypothèses suivantes [24][25][19] :

- $N$  est suffisamment grand,
- les amplitudes  $a_k$  et  $\phi_k$  sont indépendantes les unes des autres,
- les amplitudes  $a_k$  sont identiquement distribuées,
- les phases  $\phi_k$  sont uniformément distribuées sur  $[-\pi, \pi]$ .

Sous ces hypothèses, le signal reçu instantané  $x(t)$  au point d'observation à l'instant  $t$  peut s'écrire comme la somme des contributions des  $N$  diffuseurs se trouvant dans la cellule de résolution à l'instant  $t - \tau$ ,  $\tau$  étant le temps de propagation entre les diffuseurs et le point d'observation. Cette sommation sur un nombre de diffuseurs suffisamment grand aboutit à un signal  $x(t)$  ayant les caractéristiques du modèle de chatolement pleinement développé, c'est-à-dire un bruit gaussien circulaire.

En pratique pour un SMF, ce signal est modulé par un terme d'amplitude dépendant de la forme du faisceau et de la géométrie du fond.

Pour des raisons de simplicité dans les notations, on notera le signal rétro-diffusé complexe  $x(t)$  tel qu'il suit :

$$x(t) = s(t)n_{mult}(t) \quad (3.19)$$

avec  $s(t)$  le signal retrodiffusé parfait (sans effet de chatolement) et  $n_{mult}(t)$  un bruit circulaire gaussien de variance 1.

Avec cette notation, le terme  $|s(t)|$  porte l'information d'amplitude du signal reçu dépendant des  $a_k$  dans le modèle et la fluctuation de niveau issue de la forme du faisceau et de la géométrie du fond. L'amplitude de ce signal  $x(t)$  à l'instant  $t$  fluctue alors suivant une loi de Rayleigh de paramètre  $|s(t)|$ , son intensité suivant une loi exponentielle.

**Limites et extension du modèle :** Ce modèle générique est invalidé dans certaines situations, notamment lorsque l'hypothèse supposant que les amplitudes  $a_k$  sont identiquement distribuées n'est plus valide.

Si un seul diffuseur dans la surface insonifiée instantanée domine le processus de rétro-diffusion, les conditions d'applications du théorème central limite ne sont plus vérifiées et on aboutit à une distribution de l'amplitude rétrodiffusée en loi de Rice. Cette loi est une généralisation de la loi de Rayleigh de paramètre  $\sigma$ , avec un second paramètre  $\mu$  dépendant de l'amplitude du diffuseur dominant, décalant la fonction de répartition en fonction de la valeur du rapport  $\mu/\sigma$  et tendant vers le chatolement pleinement développé quand  $\mu$  tend vers 0 [40].

Dans le cas où la moyenne  $\mathbb{E}[a_k]$  des diffuseurs varie (par exemple à cause de la présence d'une macro-variation du relief à l'intérieur de la cellule de résolution), la fluctuation d'intensité peut être décrite par une loi  $K$  [41][42], très utilisée dans le domaine du radar. A mesure que la fluctuation décroît, la fluctuation de l'amplitude résultante tend vers une fluctuation en loi de Rayleigh.

Dans la suite, on se contentera du modèle de chatolement complètement développé communément utilisé et d'autant plus valable que l'on travaille avec des systèmes à forte résolution.

### 3.2.1.c Bruit additif

Le bruit additif a diverses origines, telles que le bruit du navire porteur, l'agitation de la surface de mer, le trafic maritime, les précipitations ou encore les mammifères marins. Cependant, dans beaucoup de cas, sur un navire relativement silencieux, le bruit prédominant est le bruit propre du sondeur, ou bruit électrique. Ce bruit est d'autant plus souvent dominant

que la fréquence du sondeur est importante ([2]), et sa valeur définit la valeur du RSB au cours du temps.

Le signal complet prend alors la forme suivante :

$$x(t) = s(t)n_{mult}(t) + n_{add}(t) \quad (3.20)$$

où  $n_{mult}(t)$  et  $n_{add}(t)$  sont des bruit gaussiens circulaires centrés de variance respective 1 et  $\sigma_{add}^2$  et où  $s(t)$  décrit l'évolution temporelle de la forme de l'enveloppe.

Le RSB est défini tel que suit :

$$\text{RSB}(t) = 20 \log_{10} \left( \frac{|s(t)|}{\sigma_{add}} \right) \quad (3.21)$$

Dans un premier temps, le RSB sera considéré comme suffisamment élevé pour négliger l'effet du bruit additif sur l'enveloppe de l'amplitude et on ne prendra en compte que la fluctuation en Rayleigh de celle-ci liée à la présence du bruit multiplicatif circulaire gaussien sur le signal complexe.

### 3.2.2 Hypothèses de calcul et estimateur du temps d'arrivée sur l'amplitude

**Barycentre et temps d'arrivée du signal :** L'estimateur du temps d'arrivée couramment utilisé pour estimer le temps d'arrivée sur l'amplitude du signal est obtenu par le calcul du barycentre de l'enveloppe du signal (§3.1.1).

Les calculs suivants sont effectués dans le cas où cet estimateur est **non biaisé**. Cela suppose que le barycentre de l'enveloppe coïncide avec le centre du faisceau. Dans la plupart des configurations, cette hypothèse est vérifiée mais il existe des cas contraires qui seront illustrés dans la partie suivante.

Le cas le plus courant d'un biais est celui où une variation de réflectivité à l'intérieur de l'empreinte du faisceau déforme l'enveloppe du signal retour, générant un biais sur l'estimation du temps d'arrivée. Cela se produit le plus souvent à angle rasant où l'empreinte est la plus grande et l'écho le plus long, c'est-à-dire le genre de configuration de mesure où la phase interférométrique fournit une meilleure estimation du TAO que l'amplitude.

Cependant, il n'est pas possible de prendre en compte ce biais dans ce qui suit car il est introduit par les conditions de mesures. En pratique, le barycentre de l'enveloppe est calculé dans chacun des faisceaux, puis, on choisit de l'utiliser ou non en fonction de la disponibilité et de la qualité de la mesure de phase interférométrique sur l'écho considéré.

### 3.2.3 Biais et variance de l'estimateur du temps d'arrivée sur l'amplitude

L'estimateur du temps d'arrivée sur l'amplitude numérisée le plus communément utilisé est :

$$\hat{t}_D = \frac{\sum_{i=0}^N t_i a(t_i)}{\sum_{i=1}^N a(t_i)} \quad (3.22)$$

où  $a(t) = |x(t)| = |s(t)|b(t)$ , avec  $b(t)$  un bruit fluctuant en Rayleigh de paramètre 1 et  $\{t_i\}$  les échantillons temporels.

Il s'agit d'une estimation non linéaire du TAO, ce qui rend le calcul direct de la variance de cet estimateur difficile dans le cas général, mais possible sous un certain nombre d'hypothèses.

### 3.2.3.a Modèle simplifié de la forme d'enveloppe

Dans un premier temps, les hypothèses suivantes sont prises pour définir l'enveloppe du signal d'amplitude  $a(t) = |x(t)|$  :

- enveloppe carrée de largeur temporelle  $T$  contenant  $N + 1$  échantillons et d'amplitude  $U$ ,
- une fréquence d'échantillonnage  $f_e = T/N$ ,
- des échantillons indépendants, c'est-à-dire  $\text{Cov}(a(t_i), a(t_j)) = \delta_{i,j}(\mathbb{E}[a(t)^2] - \mathbb{E}[a(t)]^2)$ ,
- un RSB infini, c'est-à-dire  $\sigma_{add} = 0$ .

Par la suite, on a donc  $a(t) = Ub(t)$ ,  $b(t)$  étant le bruit de chatoiement complètement développé de paramètre 1, de variance notée  $\sigma_b^2$  et de moyenne  $m_b$  (§3.2.1.a).

L'estimation de  $t_D$  s'écrit alors :

$$\hat{t}_D = \sum_{i=0}^N t_i y_i \quad (3.23)$$

avec :

$$y_i = \frac{b(t_i)}{\sum_{k=0}^N b(t_k)} \quad i \in [0, N] \quad (3.24)$$

Au premier ordre en considérant que  $\sum_{i=0}^N b(t_i) \approx (N + 1)\mathbb{E}[b]$  on a :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[y_i] &= \frac{1}{N + 1} \\ \mathbb{E}[(y_i - \mathbb{E}[y_i])^2] &= \frac{\sigma_b^2}{(N + 1)^2 m_b^2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

avec  $m_b = \mathbb{E}[b] = \sqrt{\pi/2}$ .

Il s'ensuit pour l'estimation de la variance du temps d'arrivée estimé :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[(\hat{t}_D - \mathbb{E}[\hat{t}_D])^2] &= \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^N (t_i - \bar{t})(t_j - \bar{t}) \mathbb{E}[(\hat{y}_i - \mathbb{E}[\hat{y}_i])(\hat{y}_j - \mathbb{E}[\hat{y}_j])] \\ &= \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^N (t_i - \bar{t})(t_j - \bar{t}) \delta_{i,j} \mathbb{E}[(\hat{y}_i - \mathbb{E}[\hat{y}_i])(\hat{y}_j - \mathbb{E}[\hat{y}_j])] \\ &= \sum_{i=0}^N (t_i - \bar{t})^2 \frac{\sigma_b^2}{(N + 1)^2 m_b^2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Et finalement :

$$\text{Var}(t_D) = \frac{T^2 \sigma_b^2}{12 m_b^2} \frac{(N+2)}{N(N+1)} \quad (3.27)$$

Et en prenant l'hypothèse du bruit multiplicatif de Rayleigh, et avec  $T = N/f_e$  on obtient :

$$\begin{aligned} \text{Std}(t_D) &= \sqrt{\frac{T^2 (\frac{4}{\pi} - 1)}{12} \frac{(N+2)}{N(N+1)}} \\ &= \frac{T}{\sqrt{12}} \sqrt{(\frac{4}{\pi} - 1) \frac{(N+2)}{N(N+1)}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

car  $\sigma_b^2/m_b^2 = 4/\pi - 1$  et où  $\text{Std}(t_D)$  désigne l'écart-type de l'estimation de temps d'arrivée.

Cette expression est validée par simulation de Monte Carlo (Figure 3.5) pour vérifier la validité des approximations faites au cours du développement, en particulier pour les faibles valeurs de  $N$ . La comparaison s'avère très satisfaisante, même pour les faibles valeurs de  $N$ .

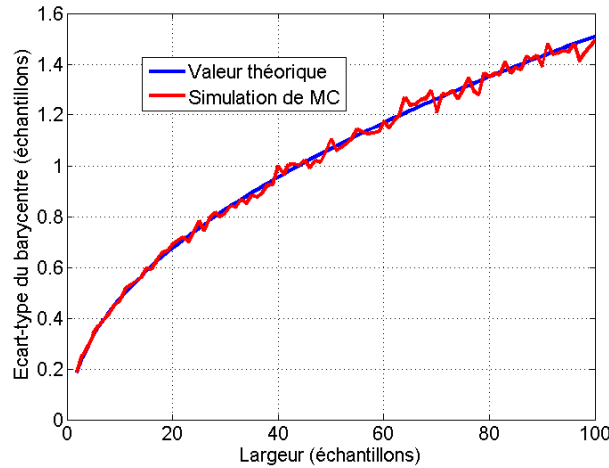


Figure 3.5 – Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte Carlo. *Bleu* : Formule 3.28 ; *Rouge* : résultat de la simulation.

### 3.2.3.b Définition d'une largeur d'enveloppe efficace et adaptation à une forme d'enveloppe quelconque

On a défini un modèle satisfaisant pour l'incertitude de mesure acoustique en prenant un signal idéal en forme de créneau. On cherche à l'étendre aux enveloppes réelles de signaux, qui sont généralement en forme de cloche. Cette forme réelle est le résultat de la combinaison de la modulation de l'amplitude rétrodiffusée par la fonction de directivité du faisceau balayée au cours du temps et de son interaction avec le fond de la mer. Les formes réelles d'enveloppes sont donc plus proches de la fonction sinus cardinal au carré que du créneau.

Cependant, la fluctuation en Rayleigh de l'enveloppe en cloche rend difficile l'évaluation précise de sa largeur sur des signaux réels. C'est pourquoi il est intéressant dans un premier temps de définir une mesure de la largeur d'enveloppe plus robuste que le seuillage classique.



**Largeur efficace :** Dans [43], une durée efficace d'enveloppe  $\tau_0$  est définie dans le cadre de l'estimation du décalage fréquentiel d'un signal. La définition de Burdic est la suivante :

$$\tau_0 = 2\pi \sqrt{\int_0^{+\infty} x_{norm}(t)^2 \left( t - \int_0^{+\infty} x_{norm}(u)^2 u du \right)^2 dt}$$

avec  $x_{norm}(t) = \frac{|x(t)|}{\int_0^{+\infty} |x(t)| dt}$  (3.29)

En s'inspirant de cette définition, la largeur efficace du signal  $T_{eff}$  est définie comme deux fois la racine carrée du moment d'ordre deux de l'enveloppe normalisée, soit :

$$T_{eff} = 2 \sqrt{\int_0^{+\infty} a_{norm}(t) \left( t - \int_0^{+\infty} a_{norm}(u) u du \right)^2 dt}$$

avec  $a_{norm}(t) = \frac{a(t)}{\int_0^{+\infty} a(t) dt}$  (3.30)

Sur signaux réels numérisés, cela revient à :

$$T_{eff} = 2 \sqrt{\sum_{i=m}^n a_{norm}(t_i) \left( t_i - \sum_{j=m}^n a_{norm}(t_j) t_j \right)^2}$$

$N = f_e T_{eff}$

avec  $a_{norm}(t_i) = \frac{a(t_i)}{\sum_{i=m}^n a(t_i)}$  (3.31)

où  $m$  and  $n$  sont les premiers et derniers échantillons utilisés pour le calcul du barycentre.

Cette largeur efficace  $T_{eff}$  sert par la suite comme donnée d'entrée dans le calcul de la variance de l'estimation du temps d'arrivée de l'onde sur l'amplitude. Le principe est illustré en Figure 3.6.

Afin d'utiliser la largeur efficace du signal comme mesure de la largeur d'enveloppe, la formule (3.28) doit être adaptée par l'introduction d'un facteur de proportionnalité  $B$ .

Dans le cas de l'enveloppe carrée, la largeur efficace  $N$  de l'enveloppe peut être calculée exactement. Pour une enveloppe carrée de largeur  $N_{sig}$  :

$$N = \frac{N_{sig}}{B^2} = \frac{N_{sig}}{\sqrt{3}} \quad (3.32)$$

Avec cette notation, le facteur de proportionnalité  $B$  est défini de sorte que, si  $N_{sig}$  est assez grand :

$$\text{Std}(\hat{t}_D) = B \frac{T_{eff}}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{\sigma_b^2}{m_b^2} \frac{(N+2)}{N(N+1)}} \quad (3.33)$$

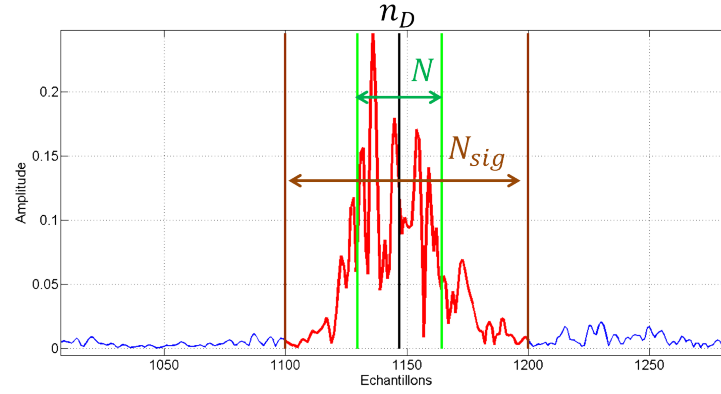


Figure 3.6 – Illustration du calcul de la largeur efficace sur l'amplitude d'un écho.  $N_{sig}$  : largeur totale du signal prise en compte pour le calcul ;  $N$  : largeur efficace résultante en nombre d'échantillons ;  $n_D$  : instant estimé du barycentre de l'enveloppe. Ici,  $n_D = 1147$  ;  $N_{sig} = 101$  ;  $N = 37$ .

avec  $N$  et  $T_{eff}$  tels que définis en 3.31.

Dans le cas d'un signal d'amplitude fluctuant en Rayleigh, le rapport  $\sigma_b^2/m_b^2$  est connu et l'écart-type prend alors la forme suivante :

$$\text{Std}(\hat{t}_D) = B \frac{T_{eff}}{\sqrt{12}} \sqrt{\left(\frac{4}{\pi} - 1\right) \frac{(N+2)}{N(N+1)}} \quad (3.34)$$

**Adaptation à différentes formes d'enveloppe :** Ce facteur de proportionnalité  $B$  est calculé pour différents types d'enveloppe à l'aide d'un logiciel de calcul numérique (Tableau 3.1), en calculant le barycentre sur le lobe principal de la forme considérée.

Forme	$B$
Porte	$\sqrt{\sqrt{12}/2} \approx 1.32$
sinc	1.04
sinc <sup>2</sup>	0.96
cos	1.05
cos <sup>2</sup>	0.99

Tableau 3.1 – Calcul du facteur de proportionnalité  $B$  pour différents types d'enveloppe.

Le facteur de proportionnalité résultant est proche de 1 pour les enveloppes en forme de cloche avec une faible dépendance ( $< 5\%$ ) sur la forme exacte. C'est une excellente chose, du fait que dans la pratique la forme exacte de l'enveloppe retour n'est pas connue. En première approximation l'enveloppe est considérée comme ayant la forme de la directivité longitudinale du faisceau, typiquement un sinus cardinal.

L'accord entre la (3.34) et le résultat des simulations est bon (Figure 3.7) sur l'ensemble des valeurs de la largeur efficace estimée, bien qu'un peu moins bon que précédemment aux faibles valeurs de  $N$ . Ainsi, on prendra la Formule 3.33 pour estimer l'écart-type de l'estimation du temps d'arrivée par le barycentre dans le cas des échantillons indépendants.

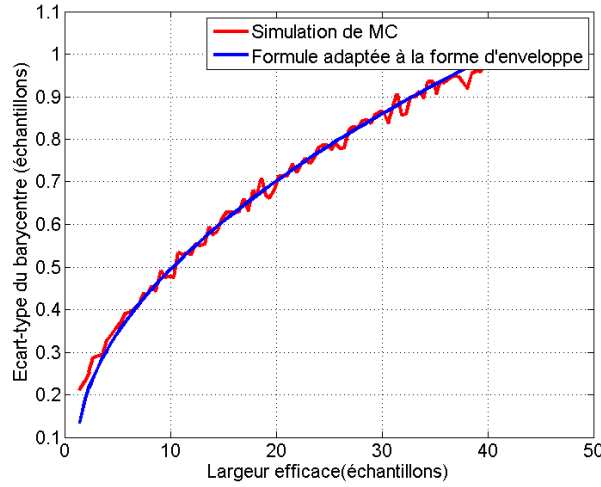


Figure 3.7 – Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte-Carlo pour une forme d'enveloppe "en cloche" et avec calcul de la largeur efficace de l'enveloppe. La forme d'enveloppe est ici un sinus cardinal et  $B = 1.04$ . *Bleu* : Formule (3.34) ; *Rouge* : résultat de la simulation.

### 3.2.3.c Discussion sur la pertinence du choix du barycentre sur l'amplitude

L'utilisation du barycentre de l'enveloppe est un choix justifiable de par les propriétés statistiques des signaux d'amplitude. Une autre solution envisageable était de travailler sur l'intensité pour estimer le temps d'arrivée de l'onde.

Si  $a(t)$  est l'amplitude du signal considéré, l'intensité acoustique  $I(t)$  est alors proportionnelle au carré de l'amplitude  $a^2(t)$ .

Toujours dans le cas où l'on considère que l'on a un RSB assez important pour négliger le bruit additif, l'écart-type de l'estimation du temps d'arrivée de l'onde sur le barycentre de l'intensité est toujours défini par (3.33).

Ainsi, il suffit de calculer la valeur du paramètre  $\sigma^2/m^2$  (correspondant au bruit multiplicatif) dans le cas du signal d'intensité pour pouvoir comparer la variance résultante des estimations du temps d'arrivée sur amplitude ou sur intensité.

La distribution des échantillons suivant une loi de Rayleigh de paramètre  $\sigma$  et mise au carré est une loi exponentielle de paramètre  $\lambda = f(\sigma)$ . Dans le cas de la distribution exponentielle, le rapport  $\sigma^2/m^2 = 1$ . Ainsi, sur un même signal, la variance de l'estimation du temps d'arrivée est plus élevée si le barycentre est calculé sur l'intensité plutôt que sur l'amplitude car :

$$\left( \left( \frac{\sigma^2}{m^2} \right)_{I(t)} = 1 \right) > \left( \left( \frac{\sigma^2}{m^2} \right)_{a(t)} = \frac{4}{\pi} - 1 \approx 0.27 \right) \quad (3.35)$$

La variance du barycentre sur l'intensité est environ quatre fois supérieure à la variance du barycentre sur l'amplitude sous les hypothèses que nous avons prises. Ceci justifie le choix du travail sur l'amplitude des signaux.

La variance de l'estimateur du temps d'arrivée sur l'amplitude est calculée dans le cas du bruit multiplicatif seul pour les formes d'enveloppes qui nous intéressent. Cependant, il

manque encore la prise en compte des conditions de mesures, notamment la variation du bruit additif ou encore la corrélation inter-échantillons du signal afin de pouvoir utiliser cette formule sur données réelles.

### 3.2.4 Prise en compte des conditions de mesures

#### 3.2.4.a Impact de la longueur d'impulsion sur la variance de l'estimateur

Les calculs précédents ont été menés sous une hypothèse d'indépendance entre les échantillons. Cependant, dans le cas des signaux réels, il existe une longueur de corrélation temporelle des signaux, liée à l'interaction entre le signal émis et le fond de la mer.

**Introduction de la corrélation :** En première approximation, on considère que cette interaction se modélise comme un filtrage moyennneur sur le signal ayant pour longueur temporelle la durée de l'impulsion émise. De cette façon, une corrélation de longueur correspondante à l'impulsion est introduite.

Ainsi, à un instant donné, en reprenant les notations précédentes, on recevra un signal du type :

$$\begin{aligned} A(t_i) &= \frac{1}{N_p} \left| \sum_{k=i}^{i+N_p-1} s(t_k) n_{mult}(t_k) \right| \\ &= \frac{1}{N_p} \left| \sum_{k=i}^{i+N_p-1} s(t_k) b(t_k) e^{j\phi(t_k)} \right| \end{aligned} \quad (3.36)$$

où  $N_p = E(Tf_e)$ , où  $E$  est l'opérateur partie entière,  $b$  fluctue en loi de Rayleigh de paramètre 1 et  $\phi$ , la phase du signal est uniformément répartie entre  $-\pi$  et  $\pi$  (phase d'une variable aléatoire circulaire gaussienne).

Dans un premier temps, on considère de nouveau que l'enveloppe est carrée, c'est-à-dire que l'on a  $s(t) = U$  au niveau de l'écho. En prenant cette hypothèse on a :

$$\begin{aligned} \text{Var}(\hat{t}_D) &= \frac{\sum_{i,j} (t_i - \bar{t})(t_j - \bar{t}) \text{Cov}(A(t_i), A(t_j))}{N^2 m_A^2} \\ &= \frac{\sum_{i,j} (t_i - \bar{t})(t_j - \bar{t}) \sigma_{i,j}}{N^2 \cdot m_A^2} \end{aligned} \quad (3.37)$$

où  $\sigma_{i,j}$  est la matrice de covariance du signal et où  $m_A$  est la moyenne du nouveau signal  $A(t)$ . On a simplement :  $m_A = Um_b / \sqrt{N_p}$ .

Les éléments de la matrice des  $\sigma_{i,j}$  se calculent comme il suit :

$$\begin{aligned} \sigma_{i,j} &= \frac{1}{N_p} \mathbb{E}[(A(t_i) - m_A)(A(t_j) - m_A)] \\ &= \frac{U^2}{N_p^2} \mathbb{E} \left[ \left| \sum_{k=i}^{i+N_p-1} b(t_k) e^{j\phi(t_k)} \right| \left| \sum_{q=j}^{j+N_p-1} b(t_q) e^{j\phi(t_q)} \right| \right] - m_A^2 \end{aligned} \quad (3.38)$$

On effectue alors l'approximation que :

$$\left| \sum_{k=i}^{i+N_p-1} b(t_k) e^{j\phi(t_k)} \right| \approx \frac{1}{\sqrt{N_p}} \left| \sum_{k=i}^{i+N_p-1} b(t_k) \right| \quad (3.39)$$

car du fait que  $\phi$  soit distribué uniformément sur  $[-\pi, \pi]$ , on a :

$$\mathbb{E} \left[ \frac{1}{N_p} \left| \sum_{k=i}^{i+N_p-1} e^{j\phi(t_k)} \right| \right] = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \quad (3.40)$$

Ceci qui nous conduit à :

$$\sigma_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{si } |i-j| > N_p \\ \frac{U^2}{N_p^3} \sigma_b^2 (N_p - |i-j|)^2 = \frac{U^2}{N_p^3} \sigma_b^2 d_{i,j}, & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.41)$$

Ainsi si on note  $D$  la matrice des  $\{d_{i,j}\}$ , on obtient :

$$\text{Var}(t_D) = \frac{(\frac{4}{\pi} - 1)}{N^2 N_p^3} (t - \bar{t})^T D (t - \bar{t}) \quad (3.42)$$

Il est possible de reformuler cette somme pour obtenir :

$$\begin{aligned} \text{Var}(t_D) &= B^2 \frac{(4/\pi - 1) T_{eff}^2}{12(N-1)^2 N^2 N_p^2} S \\ S &= \sum_{i=-N_p+1}^{N_p-1} (N - |i|)(N - 1 - |i|)(N + 1 - |i|)(N_p - |i|)^2 \end{aligned} \quad (3.43)$$

La nouvelle formule (3.43) coïncide avec (3.28) pour  $N_p = 1$ .

En développant, la forme suivante est obtenue :

$$\begin{aligned} \text{Var}(t_D) &= B^2 \frac{(4/\pi - 1) T_{eff}^2}{12(N-1)^2 N^2 N_p^2} S \\ S &= \frac{2N^3 N_p^3}{3} + \frac{N^3 N_p}{3} - \frac{N t^2 N_p^4}{2} + \frac{N^2 N_p^2}{2} \\ &\quad + \frac{N N_p^5}{5} - \frac{2N N_p^3}{3} - \frac{8N N_p}{15} - \frac{N_p^6}{30} + \frac{N_p^4}{6} - \frac{2N_p^2}{15} \end{aligned} \quad (3.44)$$

La nouvelle formule est validée par simulation de Monte-Carlo (Figure 3.8).

La nouvelle formule coïncide bien avec les simulations. Dans la pratique, il est rare d'avoir plus de quatre échantillons dans l'impulsion émise. Malgré tout, l'effet sur l'écart-type de l'estimation du temps d'arrivée est suffisamment notable pour devoir être pris en compte.

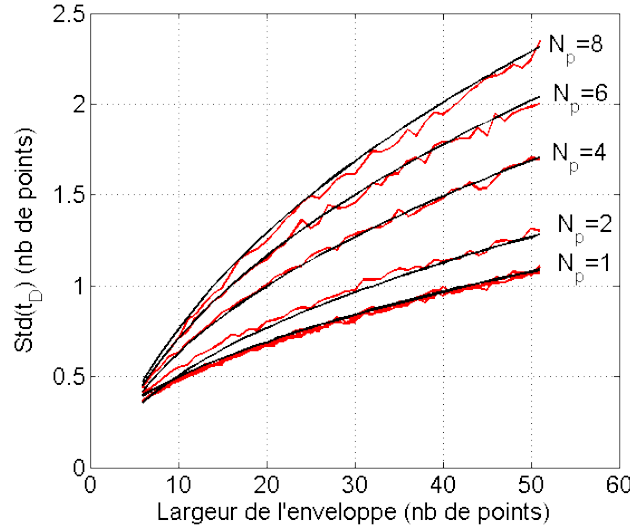


Figure 3.8 – Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte-Carlo pour différentes longueurs d'impulsion. *Noir* : Formule 3.44 ; *Rouge* : résultat de la simulation.

### 3.2.4.b Évaluation de la pertinence du modèle en fonction du RSB

Les calculs précédents ne prennent pas en compte l'existence du bruit additif, et supposent donc un RSB infini, ce qui n'est bien évidemment pas le cas sur données réelles.

Pour évaluer l'impact du RSB sur l'estimation du temps d'arrivée par le barycentre, on reprend le modèle suivant pour le signal :

- enveloppe en cloche de largeur temporelle  $T$  contenant  $N_{Sig} + 1$  échantillons et d'amplitude maximale  $U$ ,
- un bruit multiplicatif,
- une fréquence d'échantillonnage  $f_e = T/(N_{Sig})$ ,
- des échantillons indépendants,
- un RSB fini, défini par  $d = U/\sigma_{add}$ .

La largeur efficace  $N$  du signal est définie par l'équation (3.31), et  $B$  est la constante adaptée à la forme d'enveloppe décrite dans 3.2.3.b.

Sous ces hypothèses, il est possible d'obtenir une nouvelle approximation de la variance de l'estimation du temps d'arrivée  $t_D$  (3.45) en fonction du RSB.

On se base sur les développements réalisés dans le cas de l'enveloppe carrée et de l'enveloppe "en cloche" de signal quelconque en considérant que le bruit additif se comporte comme un signal carré de largeur  $N_{sig} + 1$  et de puissance  $\sigma_{add}^2$ .

En première approximation la formule suivante est obtenue [44] :

$$\begin{aligned} \text{Var}(t_D) &= \frac{1}{12f_e^2} \left( \frac{\sigma_{add}^2 \frac{4-\pi}{2} N_{Sig}(N_{Sig} + 2)(N_{Sig} + 1) + U^2 \frac{4-\pi}{2} B^2 N(N + 2)(N + 1)}{\sigma_{add}^2 \frac{\pi}{2} N_{Sig}^2 + U^2 \frac{\pi}{2} N^2} \right) \\ &= \frac{(\frac{4}{\pi} - 1)}{12f_e^2} \left( \frac{N_{Sig}(N_{Sig} + 2)(N_{Sig} + 1) + B^2 d^2 N(N + 2)(N + 1)}{N_{Sig}^2 + d^2 N^2} \right) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Afin de valider cette nouvelle formule en simulation de Monte-Carlo, une enveloppe fluc-

tuante en cloche de largeur totale  $N_{Sig}$  est générée. Un bruit additif définissant le RSB y est ajouté et on observe la fluctuation résultante du barycentre en fonction de ce RSB.

Les résultats (Figure 3.9) montrent que le modèle précédent (3.34) donne de bons résultats pour les RSB supérieurs à 15 dB et s'en écarte sensiblement pour les valeurs inférieures.

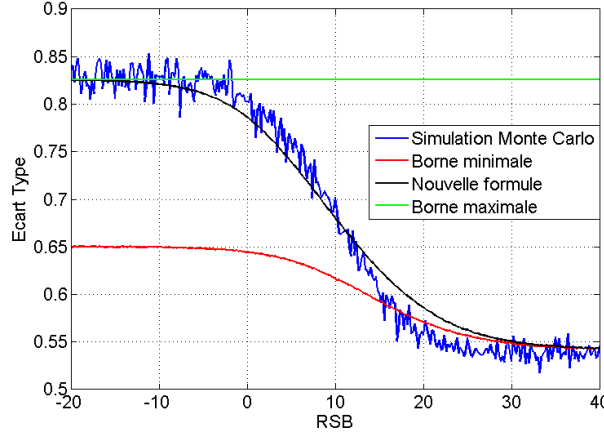


Figure 3.9 – Validation de l'écart type du barycentre par simulation de Monte-Carlo pour différents RSB. Les courbes représentent l'écart-type de  $\hat{t}_D$  en nombre de points en fonction du RSB pour  $N_{Sig} = 30$  points et une enveloppe en sinus cardinal. *Noir* : Formule 3.45 ; *Bleu* : résultat de la simulation ; *Rouge* : formule (3.34) (borne minimale) ; *Vert* : borne maximale. L'ancien modèle (*Rouge*) décrit bien l'évolution de l'écart-type jusqu'à environ 15 dB.

Dans la pratique, les mesures faites sur l'amplitude se font dans les zones de RSB assez élevé, c'est-à-dire de l'ordre de 20 dB ou mieux. Dans cette gamme de RSB, le modèle précédemment utilisé (3.34) indépendant du bruit additif est suffisant.

Dans la suite, il est choisi de ne pas tenir compte de l'impact du RSB sur l'évaluation de la variance du temps d'arrivée de l'onde par le barycentre de l'amplitude. Ce choix est confirmé par les observations effectués lors de traitement sur données réelles, tel que présenté en B.1.

Pour décrire cette variance, nous nous basons donc sur (3.43) en se limitant au cas des bons RSB (supérieurs à 10-15 dB).

On notera qu'il est toujours possible de faire une estimation du RSB sur les rampes de phase associées à l'amplitude (lorsqu'elles existent) pour confirmer la pertinence de l'évaluation de la variance décrite par cette formule [28]. En réalité, il est constaté qu'en dessous de 10 dB de RSB estimé, les mesures deviennent de qualité insuffisante pour les objectifs actuels de performance bathymétrique et s'en trouvent donc quasiment inutilisables.

### 3.3 Incertitude de mesure de temps sur la phase interférométrique

L'incertitude de mesure de temps d'arrivée sur la phase interférométrique concerne les sondes issues de la mesure du passage à zéro de la différence de phase (§3.1.2) calculée entre deux sous-antennes à la réception.

### 3.3.1 Hypothèses de calcul et estimateur du passage à zéro

#### 3.3.1.a Hypothèses de calcul et approximations

On considère par la suite que la mesure de phase interférométrique se fait entre deux sous-antennes  $A$  et  $B$ . Sur chaque sous-antenne le signal fluctue selon (3.20). Comme indiqué en 3.1.2, on effectue l'approximation que sur l'intervalle temporel utilisé, la différence de phase entre les antennes se comporte comme une droite d'équation  $\alpha t + \beta$ .

$$\begin{aligned} x_A(t) &= x(t)e^{j\alpha t + \beta} + n_a(t) \\ x_B(t) &= x(t) + n_b(t) \end{aligned} \quad (3.46)$$

avec  $x(t) \sim \mathcal{N}(0, \mu(t))$ ,  $n_a(t), n_b(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2)$ .

On l'approche ici par un bruit circulaire gaussien de puissance unitaire modulé par la forme de l'écho (§3.2.1.b). La forme de l'écho elle-même dépend de l'incidence du faisceau, la géométrie du fond, la réflectivité du fond et la directivité du faisceau.

$\sigma_n^2$  décrit la puissance du bruit additif circulaire gaussien qui est ici considéré décorrélé entre les deux sous-antennes  $A$  et  $B$ .

On obtient un signal interférométrique de la forme suivante :

$$x_A(t)x_B^*(t) = |x(t)|^2 e^{j\alpha t + \beta} + n_a(t)n_b^*(t) + x(t)n_b^*(t)e^{j\alpha t + \beta} + x^*(t)n_a(t) \quad (3.47)$$

Par la suite on note :

$$\begin{aligned} A(t) &= |x_A(t)x_B^*(t)| \\ \Delta\Phi(t) &= \arg(x_A(t)x_B^*(t)) \end{aligned} \quad (3.48)$$

La régression linéaire de la différence de phase interférométrique cherche les valeurs  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\beta}$  vérifiant :

$$[\hat{\alpha}, \hat{\beta}] = \min_{a,b} \left( \sum_{t=1}^n (\Delta\Phi(t) - at + b)^2 \right) \quad (3.49)$$

En première approximation, il est considéré que sur un intervalle temporel de longueur  $N$  points suffisamment court (vis-à-vis de l'étalement temporel du signal dans le faisceau sur le fond), la phase du signal interférométrique se comporte comme une droite bruitée par un bruit additif gaussien centré  $n(t)$  de variance  $\sigma^2$ , soit :

$$\Delta\Phi(t) = \alpha t + \beta + n(t) \quad (3.50)$$

#### 3.3.1.b Estimateur du passage à zéro

On obtient alors les estimateurs tels que décrits dans 3.1.2 :



$$\begin{aligned}
\hat{\alpha} &= \frac{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})(\Delta\Phi(t_i) - \bar{\Delta\Phi})}{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})^2} \\
\hat{\beta} &= \bar{\Delta\Phi} - \hat{\alpha}\bar{t} \\
\Delta\hat{\Phi}(t) &= \hat{\alpha}t + \hat{\beta}
\end{aligned} \tag{3.51}$$

où  $\bar{t}$  et  $\bar{\Delta\Phi}$  représentent les moyennes de  $\{t_i\}$  et  $\{\Delta\Phi(t_i)\}$  au sens du maximum de vraisemblance.

Par la suite, l'estimateur  $t_D^{\hat{}}$  du passage à zéro  $t_D$  est défini par :

$$t_D^{\hat{}} = \frac{-\hat{\beta}}{\hat{\alpha}} \tag{3.52}$$

Les développements menant aux définitions des estimateurs de  $\alpha$  et  $\beta$  nous permettent aussi de définir l'existence de l'estimateur non biaisé de la valeur de  $\sigma^2$ , la variance du bruit de phase qui nous sera utile par la suite :

$$\begin{aligned}
\hat{\sigma}^2 &= \frac{1}{N-2} \sum_{i=1}^N e_i^2 \\
\text{où } e_i &= \Delta\hat{\Phi}(t_i) - \Delta\Phi(t_i)
\end{aligned} \tag{3.53}$$

On va se baser sur ces estimateurs définis sous ces hypothèses pour définir le biais et la variance de l'estimateur du passage à zéro.

### 3.3.2 Biais et variance de l'estimateur du passage à zéro

#### 3.3.2.a Biais et variance de $\hat{\alpha}$ , $\hat{\beta}$ , $\Delta\hat{\Phi}$

Pour les moments du premier ordre de  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\beta}$ , on obtient :

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[\hat{\alpha}] &= \alpha \\
\mathbb{E}[\hat{\beta}] &= \beta
\end{aligned} \tag{3.54}$$

Ceci nous confirme que les estimateurs sont non biaisés.

Les moments du second ordre (variance) de ces estimateurs sont les suivants :

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[(\hat{\alpha} - \mathbb{E}[\hat{\alpha}])^2] &= \frac{\sigma^2}{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})^2} \\
\mathbb{E}[(\hat{\beta} - \mathbb{E}[\hat{\beta}])^2] &= \frac{\bar{t}^2 \sigma^2}{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})^2} + \frac{\sigma^2}{N}
\end{aligned} \tag{3.55}$$

La variance des estimateurs tend vers zéro quand  $N$  tend vers l'infini ce qui en fait des estimateurs convergents.

Enfin la covariance de  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\beta}$  peut être calculée tel qu'il suit :

$$\begin{aligned} \text{Cov}(\hat{\alpha}, \hat{\beta}) &= -\bar{t}\sigma_a^2 \\ &= \frac{-\bar{t}\sigma^2}{\sum_{i=1}^n (t_i - \bar{t})^2} \end{aligned} \quad (3.56)$$

Les estimateurs  $\hat{\alpha}$  et  $\hat{\beta}$  sont donc non biaisés, convergents (leur variance respective tend vers zéro) et non indépendants.

Ceci nous permet d'en déduire le biais et la variance de l'estimateur  $\Delta\hat{\Phi}(t)$  qui est lui aussi non biaisé et convergent avec :

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\Delta\hat{\Phi}(t)] &= \alpha t + \beta \\ \mathbb{E} \left[ \left( \Delta\hat{\Phi}(t) - \mathbb{E}[\Delta\hat{\Phi}(t)] \right)^2 \right] &= \sigma^2 \left( \frac{(t - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})^2} + \frac{1}{N} \right) \end{aligned} \quad (3.57)$$

La variance de l'estimateur de  $\Delta\Phi(t)$  est minimale au milieu de la fenêtre temporelle où la régression linéaire est réalisée (ce qui correspond à l'instant  $\bar{t}$ ).

### 3.3.2.b Biais et variance de $\hat{t}_D$

La mesure de l'instant du passage à zéro consiste à estimer un temps alors que l'estimateur de la régression linéaire nous fournit une estimation non biaisée de la rampe de phase. Dans notre cas, il s'agit de caractériser l'estimateur suivant :  $\hat{t}_D = -\hat{\beta}/\hat{\alpha}$ .

Il n'est pas possible de calculer directement la variance de cet estimateur, c'est pourquoi on repart de la variance de l'estimation de la rampe de phase vue à l'équation (3.57). On évalue cette variance à l'instant  $\hat{t}_D$  estimé et on la projette sur l'axe des temps. Du fait que  $\hat{\alpha}$  est non biaisé et convergent, on effectue l'approximation que  $\alpha = \hat{\alpha}$ , ce qui revient à considérer que la pente de la phase est assez bien estimée et que l'on peut la confondre au premier ordre avec la vraie valeur. Cela est d'autant plus vrai que la fluctuation de la phase est faible et que le nombre d'échantillons pris pour l'estimer est grand.

Il en découle l'approximation suivante pour la variance de l'estimateur du passage à zéro :

$$\mathbb{E} \left[ \left( \hat{t}_D - \mathbb{E}[\hat{t}_D] \right)^2 \right] \approx \frac{\sigma^2}{\hat{\alpha}^2} \left( \frac{(\hat{t}_D - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})^2} + \frac{1}{N} \right) \quad (3.58)$$

En pratique, il est possible d'évaluer la valeur de la variance de l'estimation du passage à zéro par régression linéaire pour chaque sonde calculée de la sorte. La régression linéaire fournit d'abord la valeur du  $\hat{t}_D$  et l'estimation de  $\sigma^2$  telle que décrite dans (3.53) et on en déduit la variance associée à la sonde.

### 3.3.3 Limitations et recommandations pour l'usage de l'estimateur du passage à zéro

On revient ici sur les hypothèses faites pour mener les développements des paragraphes précédents.

### 3.3.3.a Domaine de validité de l'approximation en fonction de la fluctuation de phase

En premier lieu, l'hypothèse a été faite que la phase fluctue de manière constante avec le temps (homoscédasticité). Cette propriété est fondamentale dans la mise en œuvre du modèle de la régression linéaire simple. Il est donc nécessaire de faire en sorte que la portion de la rampe de phase considérée dans le calcul de la sonde satisfasse au mieux cette hypothèse.

En pratique, la fluctuation de la phase varie au cours du temps. En effet, la fluctuation de la phase est directement liée au RSB de la mesure. Ce RSB variant au cours du temps, il est donc normal que la fluctuation varie elle aussi. Cette fluctuation est minimale dans l'axe du faisceau (correspondant au passage à zéro de la rampe de phase), où le RSB est maximal.

Dans le but d'obtenir à la fois une variance minimale des sondes et une bonne résolution de mesure (§3.1.3), la sonde est calculée sur un nombre d'échantillons réduit, et non sur la rampe de phase complète. Sur ce nombre d'échantillons réduit, la variation de la variance de la phase sera limitée et l'approximation d'homoscédasticité restera correcte.

On choisit la longueur de la rampe de phase afin de n'utiliser que des échantillons décorrélés d'un faisceau à un autre. Ce faisant chaque mesure de temps d'arrivée réalisée sur la phase provient d'une partie différente du fond de la mer. Ceci est possible à la condition que les faisceaux formés soient espacés de façon à obtenir des sondes équidistantes au fond de la mer dans l'hypothèse d'un fond plat, et que la distance entre les sondes ne soit pas plus faible que la résolution spatiale du sondeur (3.15).

### 3.3.3.b Centrage de la fenêtre d'analyse temporelle

La formule 3.58 comporte un terme en  $\sum_{i=1}^N (t_D - \bar{t})^2$  qui croît avec l'écart final entre  $\hat{t}_D$  et  $\bar{t}$ . Cela est lié au fait que la régression linéaire est plus précise au centre de la fenêtre d'analyse, ce qui se confirme en Figure 3.10.

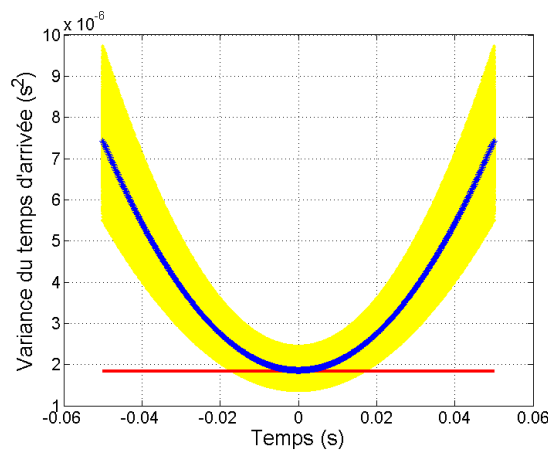


Figure 3.10 – Variance de l'estimation du temps d'arrivée en fonction du centrage de la fenêtre. *Bleu* : variance du temps d'arrivée (simulation de Monte-Carlo et équation (3.58) confondues) ; *Rouge* : variance minimale ; *Jaune* : intervalle de confiance à 95% pour l'estimation de la variance fournie par l'équation (3.58). Estimation réalisée sur une rampe de phase bruitée par un bruit constant d'écart-type  $30^\circ$ .

Ceci couplé au fait que la variance de la phase est minimale au centre du faisceau, il convient de s'assurer que l'estimation du temps d'arrivée par régression linéaire est faite dans une fenêtre approximativement centrée. Il suffit de mettre en œuvre une procédure itérative qui effectue une première estimation du passage à zéro de la phase, puis une seconde avec une fenêtre temporelle centrée autour de la première estimation.

### 3.4 Définition du facteur de qualité

Le facteur de qualité QF est défini [32] comme le rapport de l'incertitude de mesure acoustique relative à la profondeur  $z$ , et exprimé en échelle logarithmique.

Soit :

$$QF = \log_{10}(q_F) = \log_{10} \left( \frac{z}{\delta z} \right) \quad (3.59)$$

On rappelle (§1.2) que de manière générale la mesure bathymétrique dans le plan d'émission est l'estimation conjointe d'un temps d'arrivée  $t$  et d'une direction d'arrivée  $\theta$  pour l'onde, ainsi on a :

$$\frac{\delta z}{z} = \frac{\delta t}{t} + \tan \theta \delta \theta \quad (3.60)$$

Dans le cas du SMF, l'incertitude sur la direction d'arrivée est considérée comme négligeable, ce qui conduit à :

$$\frac{\delta z}{z} = \frac{\delta t}{t} \quad (3.61)$$

$$QF = \log_{10} \left( \frac{t}{\delta t} \right)$$

En pratique, le QF prend des valeurs entre 1,5 et 4 correspondant à des mesures dont la précision se trouve entre 3% et 0,1% de la hauteur d'eau.

L'estimation de l'incertitude  $\delta t$  est réalisée en fonction du traitement ayant permis d'obtenir la sonde. On associe alors l'écart-type de l'estimateur ayant fourni la valeur du temps d'arrivée  $\hat{t}_D$  à l'incertitude  $\delta t$ .

Ceci conduit donc à :

$$QF = \log_{10} \left( \frac{\hat{t}_D}{\text{Std}(\hat{t}_D)} \right) \quad (3.62)$$

En se basant sur les développements précédents, il est possible d'associer à chaque sonde une estimation de l'incertitude liée à l'estimation de son temps d'arrivée et par conséquent à un facteur de qualité.

### 3.4.1 QF sur l'amplitude

Durant le processus de détection en amplitude, la largeur efficace de l'enveloppe (équation (3.31)) est calculée en parallèle du barycentre menant à l'estimation du temps d'arrivée.

L'évaluation de la largeur efficace ainsi que la prise en compte des conditions de mesure (longueur d'impulsion, fréquence d'échantillonnage) permettent d'obtenir l'évaluation de la qualité de la mesure du temps d'arrivée. En reprenant les notations précédentes, on obtient :

$$\begin{aligned} QF_A &= \log_{10}(q_A) \\ q_A &= \frac{t_D}{\delta t} \\ q_A &= \frac{\sqrt{12}}{B\sqrt{4/\pi - 1}} \frac{t_D N N_p}{T_{eff} \sqrt{S}} \end{aligned} \quad (3.63)$$

avec  $t_D$  l'estimation du temps d'arrivée et :

$$\begin{aligned} S &= \sum_{i=-N_p+1}^{N_p-1} (N - |i|)(N - 1 - |i|)(N + 1 - |i|)(N_p - |i|)^2 \\ S &= \frac{N_p}{30} (20N^3 N_p^2 + 10N^3 - 15N^2 N_p^3 + 15N^2 N_p N_p^4 \\ &\quad + 6N - 20N N_p^2 - 16N - N_p^5 + 5N_p^3 - 4N_p) \end{aligned} \quad (3.64)$$

Dans le cas simple d'échantillons indépendants, et pour une enveloppe suffisamment large, la formule prend la forme suivante [32] [1] :

$$q_A \approx \frac{\sqrt{12}}{B\sqrt{4/\pi - 1}} \frac{t_D}{T_{eff} \sqrt{N}} \quad (3.65)$$

Ces formules seront testées et validées sur données simulées et réelles au Chapitre 4.

### 3.4.2 QF sur la phase interférométrique

Une nouvelle fois, la qualification se base sur l'hypothèse que le calcul de variance de l'estimateur de temps d'arrivée de l'onde sur la phase interférométrique fournit une bonne estimation de l'incertitude temporelle associée à la sonde calculée.

En introduisant le résultat de l'équation (3.58) dans l'équation (3.59), la qualité  $QF_\Phi$  associée à la phase interférométrique devient la suivante :

$$\begin{aligned} QF_\Phi &= \log_{10}(q_\Phi) \\ q_\Phi &= \frac{\hat{\alpha} t_D}{\delta \Delta \Phi} \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{(t_D - \bar{t})^2}{\sum_{i=1}^N (t_i - \bar{t})^2} + \frac{1}{N} \right)}} \end{aligned} \quad (3.66)$$

avec  $\delta\Delta\Phi$  l'écart-type de la phase calculée suivant (3.53) et  $\hat{\alpha}$  l'estimation de la pente de la rampe de phase fournie par la régression linéaire.

En s'assurant que la dernière itération correspondant au calcul de  $t_D$  s'effectue sur une fenêtre préalablement centrée, l'approximation suivante peut être utilisée [1][32] :

$$\begin{aligned} QF_\Phi &= \log_{10}(q_\Phi) \\ q_\Phi &= \frac{\alpha t_D \sqrt{N}}{\delta\Delta\Phi} \end{aligned} \quad (3.67)$$

A première vue, la qualité de la sonde calculée en phase est meilleure si l'on prend en compte plus d'échantillons dans l'estimation de la rampe. Mais en pratique il faut se rappeler que le nombre d'échantillons choisi pour l'estimation du temps d'arrivée sur la rampe de phase est directement lié à la résolution de mesure (§3.1.3) et que la régression linéaire est basée sur une hypothèse d'homoscédasticité. En décidant de prendre autant d'échantillons qu'il y en a de disponibles sur la rampe de phase considérée, la résolution de mesure va être dégradée et les hypothèses menant à l'expression de la qualité de la sonde se trouveront moins bien vérifiées.

## Conclusion

Il est possible de calculer un niveau de qualité associé à chaque sonde en fonction du traitement d'origine. Cette qualification peut servir à différents niveaux de la chaîne de traitement : dans le processus de détection, dans celui de nettoyage des données ou encore lors du post-traitement.

Il est important d'insister sur le fait que les facteurs de qualité définis dans cette partie sont rattachés à une méthode d'estimation du temps d'arrivée. Dès lors que des méthodes différentes sont mises à contribution dans le processus d'estimation, il faut adapter la qualification de la sonde. A ce jour, les principaux constructeurs de SMF utilisent les estimateurs décrits ci-dessus, ou des variantes proches, ce qui rend ces facteurs de qualité intégrables dans l'algorithmique des sondeurs. Cette intégration a eu lieu pour les SMF Reson *Seabat 7150* et *Seabat 7111*, et le QF est fourni à l'utilisateur en parallèle des sondes. L'implémentation sur les sondeurs du constructeur Kongsberg a été menée plus récemment, les premiers tests ayant été concluants [45]. La dernière mise à jour des logiciels embarqués dans les multifaisceaux de la série *EM* fournit le QF [46].

Dans la suite, le facteur de qualité va être évalué systématiquement sur plusieurs jeux de données, simulés puis réels, afin de confirmer sa pertinence et de constater ses limitations.



---

# Synthèse et applications du facteur de qualité

Ce chapitre propose l'application du concept développé au chapitre 3 à des signaux SMF d'abord simulés puis réels. Les signaux simulés SMF proviennent du modèle décrit au Chapitre 2. Les signaux réels proviennent de différents types de sondeurs utilisés dans diverses configurations.

Tout d'abord, le QF a été implémenté dans un algorithme de détection de fond adapté à plusieurs SMF. Les données sont acquises en enregistrant les séries temporelles complexes en sortie de formation de voie afin de pouvoir recalculer la bathymétrie et la qualité de chaque sonde.

## 4.1 Mise en œuvre du QF

Afin de pouvoir tester le QF, un algorithme de détection se basant sur les méthodes classiques d'estimation du temps d'arrivée de l'onde (§3.1) a été défini et programmé. Il est décrit de façon complète dans sa version multidétection au Chapitre 6 de ce document. Pour en résumer simplement le principe, l'algorithme réalise au préalable une sélection des zones contenant l'écho du fond, puis applique les méthodes d'estimation de temps d'arrivée sur l'amplitude et sur la phase à ces échos.

Dans cette partie, une seule sonde par faisceau et par méthode de détection est recherchée puis validée, cette sonde est alors considérée comme correspondant à l'écho du fond.

### 4.1.1 Présentation de la ligne de test

Au long de cette partie présentant la mise en oeuvre du QF, un jeu de données simples a été choisi. Il s'agit d'une ligne de mesures sur une zone plate horizontale située à environ 40 m de fond. Les données sont acquises à l'aide d'un sondeur *Reson Seabat 7111* se trouvant sur le navire océanographique *Pourquoi Pas ?*. Le système fonctionne à 100 kHz avec des faisceaux relativement larges d'ouverture  $1,8^\circ \times 1,8^\circ$ . Une particularité du système est la forme de son antenne de réception qui est cylindrique : les faisceaux de réception conservent la même ouverture quelque soit l'angle de dépointage.

La Figure 4.1 présente la ligne de mesure complète qui comporte 434 pings. L'effet de "tôle ondulée" présent sur ces données est du à la non-correction des mouvements du porteur.

C'est le type de données que l'on a en sortie d'un algorithme de détection classique. Une



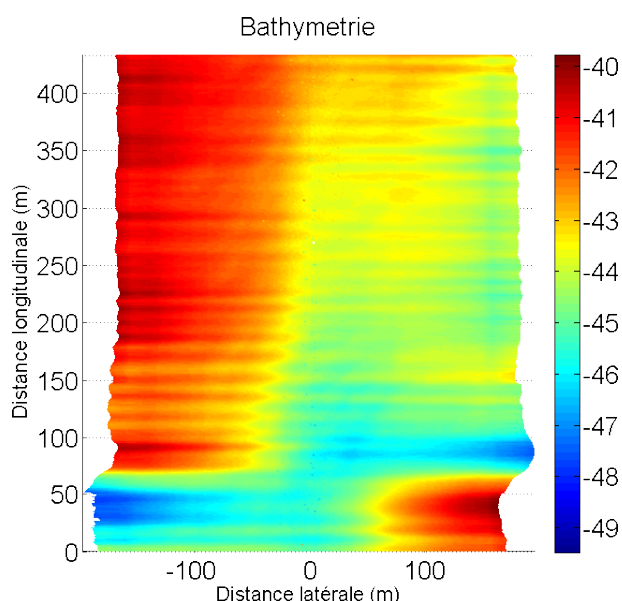


Figure 4.1 – Données bathymétriques *Seabat 7111*. La couleur code la hauteur d'eau en mètres. Ici, le sondeur effectue environ 3 pings par seconde et le porteur avance à une vitesse de 6 nœuds, ce qui donne un espacement longitudinal entre chaque fauchée d'environ 1 m.

seule et unique sonde est fournie pour chaque faisceau, ayant pour provenance la détection sur l'amplitude ou sur la phase interférométrique. Dans ce qui suit, l'algorithme mis en oeuvre fournit deux valeurs pour chaque sonde, l'une provenant du traitement sur l'amplitude et l'autre provenant du traitement sur la phase interférométrique.

#### 4.1.2 Implémentation du QF en amplitude

Lors du calcul des sondes sur l'amplitude, le sondeur donne la qualité associée à chaque sonde en estimant la largeur  $\Delta t$  de l'écho d'amplitude détecté et en appliquant la Formule (3.63).

Pour chaque faisceau dans chaque ping où un calcul de sonde est possible sur l'amplitude, une estimation de la qualité accompagne l'estimation de la distance oblique. Comme le montre la Figure 4.2, dans cette configuration classique de mesure, la qualité maximale ( $\approx 2,9$ ) se trouve proche de la verticale, puis se dégrade rapidement lorsque l'angle d'incidence augmente ( $\approx 2,4$  aux incidences latérales).

La qualité estimée est cohérente avec le comportement habituel de la détection sur l'amplitude. Dans un cas comme celui-ci, le RSB reste assez bon sur l'ensemble de la fauchée et les sondes détectées conservent un assez bon niveau de qualité sur tout le secteur angulaire.

L'observation du résultat du traitement de la ligne complète (Figure 4.3) met en évidence ces constatations. La mesure de bathymétrie sur l'amplitude du signal fournit d'excellents résultats proche de la verticale sur l'ensemble des pings traités. Jusqu'à un certain angle d'incidence ( $45^\circ$ ) la qualité estimée baisse assez fortement et décroît doucement sur le reste du secteur angulaire (de 2,6 à 2,4 entre  $45^\circ$  et  $75^\circ$  d'incidence).

Comme prévu, la qualité décroît à mesure que l'empreinte du faisceau sur le fond s'élargit. La décroissance rapide au centre correspond à la transition entre le régime de rétrodiffusion

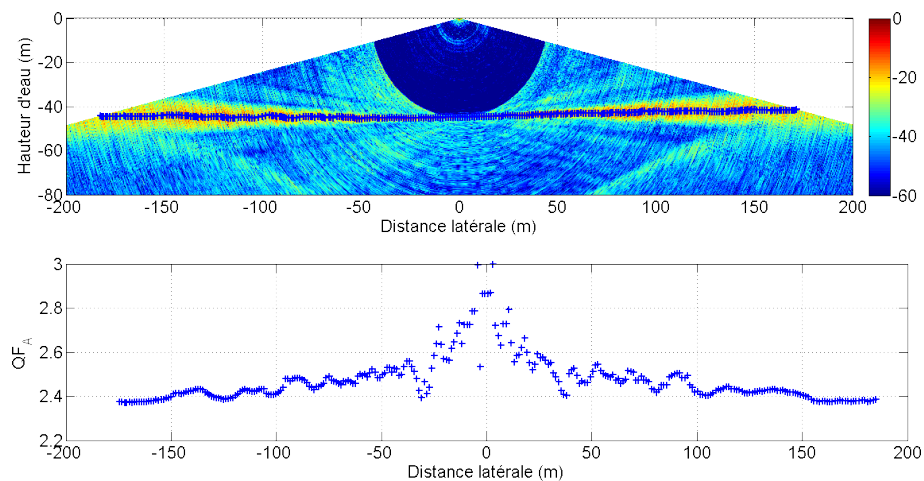


Figure 4.2 – Détail du  $QF_A$  sur un ping. *Haut* : bathymétrie (*croix bleues*) superposée sur l'amplitude du signal (dB); *Bas* : facteur de qualité  $QF_A$ .

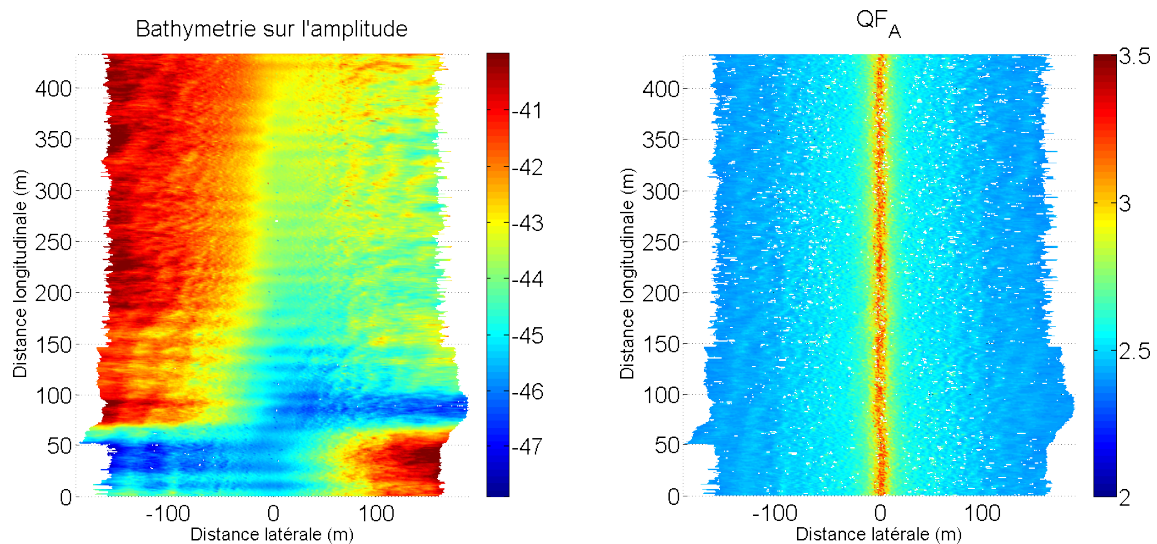


Figure 4.3 – Bathymétrie et facteur de qualité calculés sur l'amplitude du signal pour l'ensemble des sondes.

et de réflexion des signaux acoustiques sur la surface du fond. Puis la décroissance lente correspond à l'élargissement temporel de l'enveloppe, compensé en partie dans (3.61) par l'augmentation simultanée du temps de propagation.

Dans cette configuration, l'algorithme en l'amplitude donne des résultats pour la quasi-totalité de la fauchée disponible du sonar. Cela signifie que là où les sondes calculées sur la phase existent, deux estimations conjointes de la même hauteur d'eau sont disponibles et qu'il sera nécessaire d'effectuer un choix pertinent entre les deux détections.

### 4.1.3 Implémentation du QF en phase

Le facteur de qualité concernant les sondes issues du traitement sur la phase interférométrique est calculé lors de l'estimation du passage à zéro de la rampe de phase en se basant

sur la Formule (3.66).

Il a été décidé de ne pas chercher à effectuer une régression linéaire du signal sur la portion de phase sélectionnée par l'algorithme si celle-ci comporte moins d'une dizaine d'échantillons. Ce faisant, on s'assure que la partie de signal sélectionnée décrit bien une rampe de phase dont les caractéristiques seront compatibles avec la régression linéaire.

Sur le ping présenté en Figure 4.4, la qualité des sondes en phase, lorsqu'elles existent, est excellente sur l'ensemble de la fauchée (supérieure à 3 pratiquement partout).

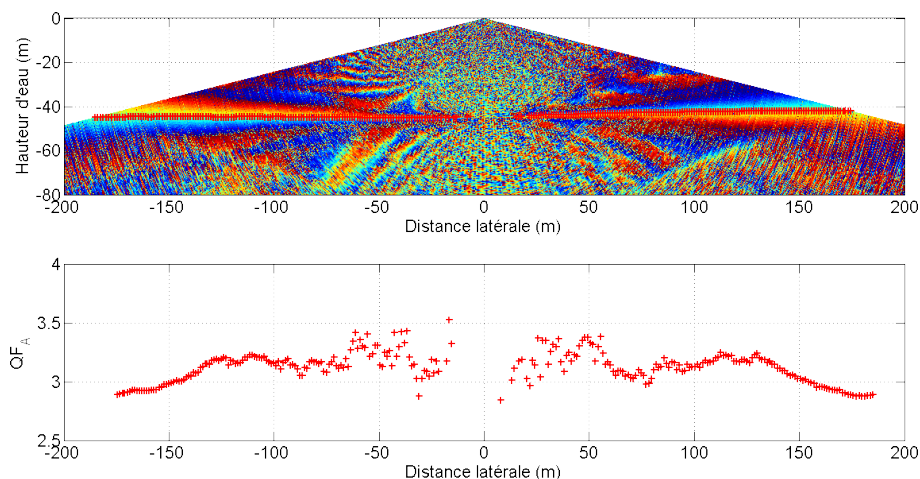


Figure 4.4 – Détail du  $QF_\phi$  sur un ping. *Haut* : bathymétrie(*croix rouge*) superposée sur la phase interférométrique ; *Bas* : facteur de qualité  $QF_\phi$ .

Sur la totalité des pings, la qualité se comporte de la même façon (Figure 4.5), avec des valeurs au dessus de 3 (mieux que  $10^{-3}$  précision relative sur la hauteur d'eau, sauf au centre de la fauchée) ce qui confirme le fait que dans les configurations classiques de mesure avec des RSB élevés, la précision de mesure obtenue par la phase interférométrique d'un SMF peut être excellente.

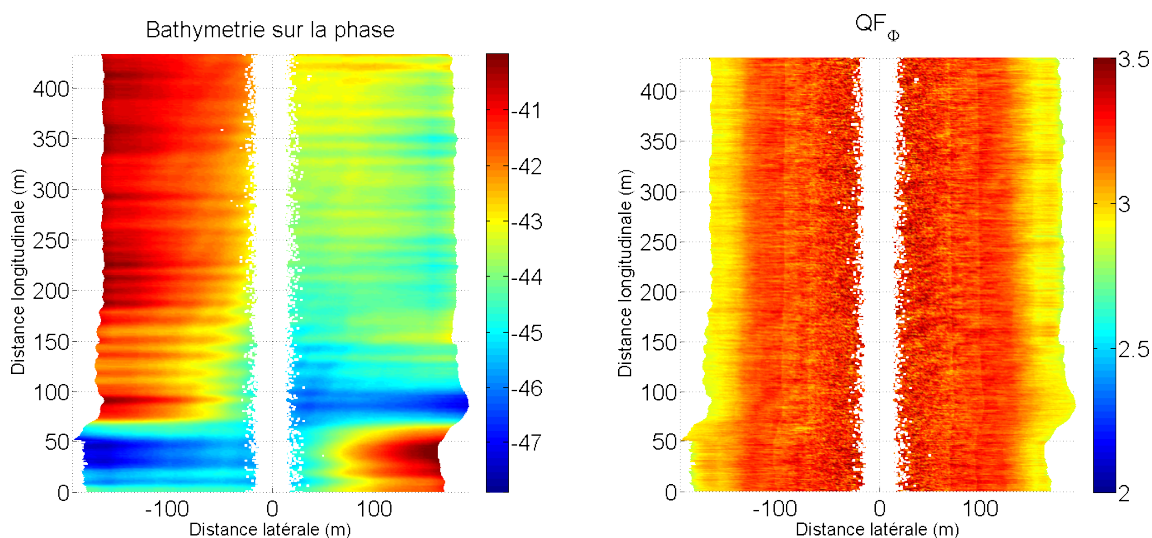


Figure 4.5 – Bathymétrie et facteur de qualité calculés sur la phase interférométrique pour l'ensemble des sondes.

#### 4.1.4 Bilan de l'implémentation

Sur une grande partie de la donnée présentée aux deux paragraphes précédents, le système calcule une sonde en amplitude et une sonde en phase. Afin d'effectuer le choix de la sonde que l'on va conserver, il est possible de se baser sur la qualité estimée des sondes afin de choisir à chaque fois la meilleure entre l'amplitude et la phase.

On se contente ici de prendre la sonde ayant la qualité la plus élevée dans les faisceaux où deux solutions correspondant au même écho sont disponibles. Si les deux échos sont disjoints et que la qualité de la sonde provenant de la phase est suffisante (supérieure à 2), l'algorithme privilégie la sonde en phase par rapport à la sonde en amplitude.

Le résultat obtenu sur un ping est illustré en Figure 4.6. La synthèse des deux détecteurs est effectuée de manière simple et sans a priori sur la géométrie du fond.

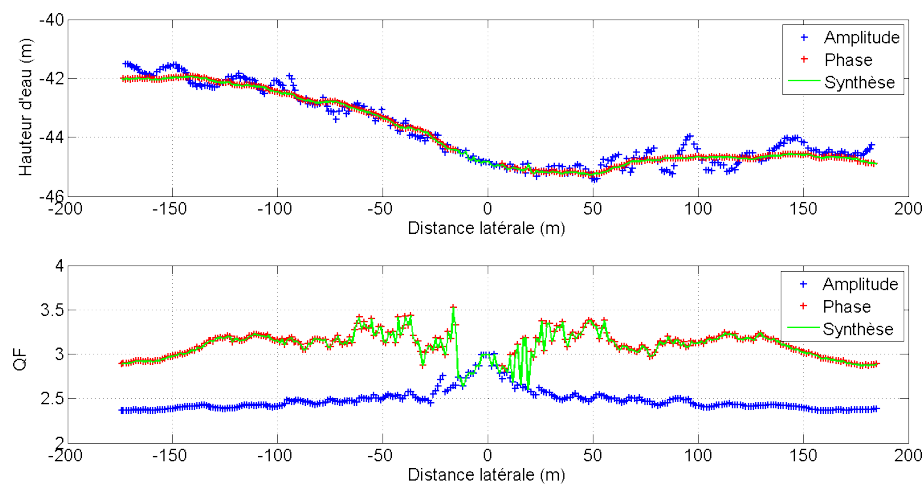


Figure 4.6 – Synthèse des QF sur un ping. *Haut* : bathymétrie ; *Bas* : facteur de qualité  $QF$ . *Rouge* : traitement sur la phase ; *Bleu* : traitement sur l'amplitude ; *Vert* : synthèse par choix sur le QF.

Cette synthèse est ensuite réalisée sur l'ensemble des pings afin d'obtenir la bathymétrie complète de la zone insonifiée (Figure 4.7). On détaillera cette méthode de choix sur des données plus intéressantes au 4.3.1.

En parallèle, le QF synthétique des deux détecteurs est lui aussi construit afin de pouvoir le fournir à l'utilisateur du SMF en même temps que la donnée de bathymétrie

Au final, une carte de qualité de mesure est construite en même temps que la carte bathymétrique.

Sur l'exemple qui a été choisi, la détection en phase donne de bien meilleurs résultats que la détection en amplitude, ce qui induit une qualité de la donnée de bathymétrie nettement moindre au centre de la fauchée. Ici ce n'est pas critique, dans le sens où l'on reste à un niveau de qualité assez élevé ( $> 2,5$ ) pour un levé hydrographique à l'ordre 1 [47] (Annexe A), qui est le niveau de qualité applicable pour un levé sur de telles hauteurs d'eau.

Dans ce qui suit, l'évaluation de la qualité proposée par le QF est confrontée à des méthodes classiques d'estimation de la fluctuation des sondes afin de valider les formules théoriques utilisées.

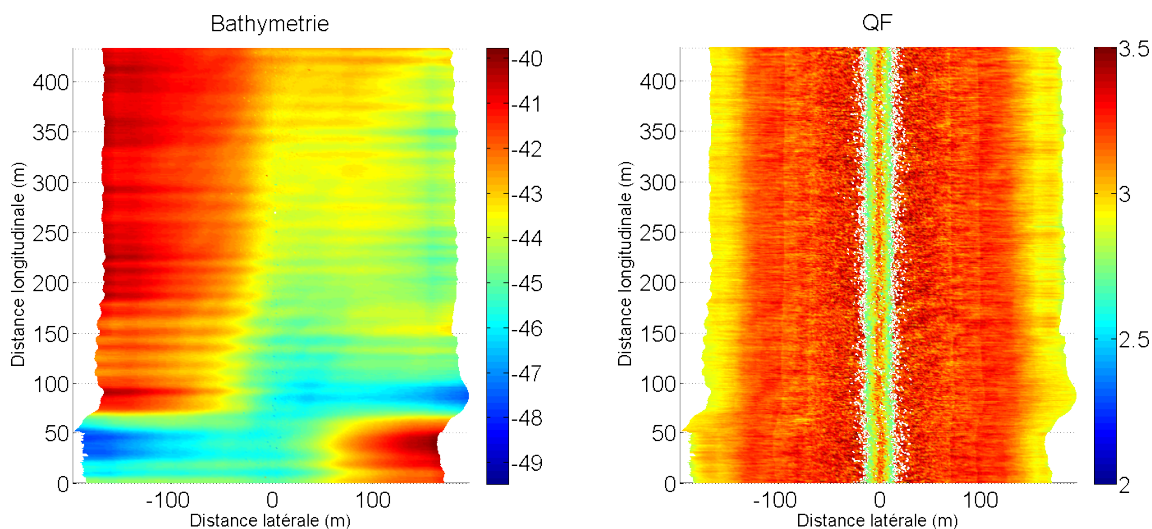


Figure 4.7 – Synthèse (Figure 4.5 et 4.3) des données de bathymétrie (à gauche) et de facteur de qualité (à droite).

## 4.2 Validation des formules théoriques et limitations du QF

Les expressions obtenues au Chapitre 3 ont permis d'implémenter une estimation de la qualité des sondes dans un algorithme de détection de fond de SMF.

Il est à présent utile de valider la pertinence de cette estimation de qualité sur des données de SMF afin de pouvoir juger des possibilités ainsi que des limites d'utilisation du QF.

Dans un premier temps, cette étude est menée sur des données simulées afin de pouvoir calculer la variance exacte des sondes en sortie de l'algorithme et de la confronter à la prédiction fournie par le QF.

Ensuite, la validation sera étendue à des données réelles grâce à l'utilisation des méthodes classiques d'estimation de précision bathymétrique utilisées en hydrographie.

### 4.2.1 Validation sur données simulées

Le fond généré est une zone plate horizontale à 20 m de fond. Le système simulé a les mêmes caractéristiques que celui utilisé en 2.3.2. C'est un SMF classique fonctionnant à 300 kHz, ayant des caractéristiques assez semblables à un *EM 3002*. L'ouverture latérale de l'acquisition est fixée à  $\pm 60^\circ$  autour de la verticale.

La ligne simulée comprend 110 mesures sur lesquelles on calcule la variance des sondes de manière très simple. On effectue une soustraction du fond simulé aux sondes obtenues, et on utilise l'estimateur du maximum de vraisemblance sur la série de mesures correspondant à chaque faisceau. Cela nous donne une valeur de la variance de mesure à chaque angle de pointage du SMF.

Ainsi, la simulation permet de réaliser un calcul de variance non biaisé par l'incertitude liée à la connaissance du vrai fond.

La comparaison entre les  $\log_{10}(z/\delta z)$  (issus des valeurs des sondes détectées) et les QF (issus du calcul sur les signaux) montre la très bonne prédiction d'incertitude fournie par les



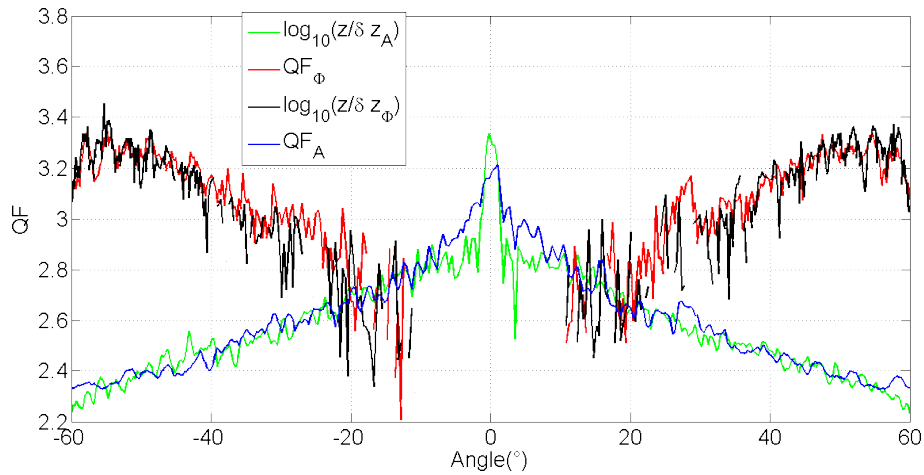


Figure 4.8 – Validation du QF sur données simulées. *Rouge* : QF sur la phase (1 ping) ; *Bleu* : QF sur l'amplitude (1 ping) ; *Vert* :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes d'amplitude obtenues sur 110 pings ; *Noir* :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes de phase obtenues sur 110 pings.

facteurs de qualité sur la donnée simulée (Figure 4.8). Aussi bien dans le cas du traitement en phase que dans celui de l'amplitude, la qualité prédite correspond très bien avec ce qui est mesuré.

Du point de vue des ordres de grandeur et de l'évolution avec l'angle, le même comportement que celui observé précédemment sur la ligne de données réelles est visible ici, bien que la qualité de l'amplitude décroisse plus vite. Ce dernier point est lié au fait que le sondeur simulé ici possède une antenne de réception plate, ce qui entraîne un élargissement des faisceaux à mesure qu'ils sont dépointés, ce qui n'était pas le cas sur les données de *Seabat 7111* qui possède une antenne de réception cylindrique.

De manière générale, cette validation sur données simulées confirme la pertinence de l'estimation de qualité fournie sonde par sonde par le facteur de qualité.

Dans la suite, une méthodologie d'évaluation de cette performance est mise en œuvre afin d'en évaluer la pertinence sur données réelles pour différents sondeurs.

## 4.2.2 Validation sur données réelles

### 4.2.2.a Méthodologie

L'évaluation de la variance sur les données réelles est effectuée en construisant un modèle qui sert de référence pour la zone du relevé bathymétrique. Il existe plusieurs solutions pour créer ce modèle :

- par création d'un MNT à la résolution appropriée à celle du sondeur, réalisé à partir de nombreux relevés hydrographiques,
- par création d'un modèle par nettoyage et lissage des lignes de mesure à qualifier.

Ces deux méthodes donnent des résultats semblables, bien que la première soit certainement plus rigoureuse d'un point de vue hydrographique.

Ici, du fait de l'absence de zone de référence pour les données disponibles en amplitude et en phase, la seconde méthode sera utilisée pour construire l'estimation de  $z/\delta z$ . Sur un fond suffisamment plat, il est possible de se contenter de construire un plan moyen obtenu à partir

de l'ensemble de la donnée bathymétrique pour construire le modèle. Dans la majeure partie des cas cela s'avère être une approximation trop importante, et un filtrage spatial sera utilisé. La taille du filtre spatial est choisie de l'ordre de grandeur de l'empreinte au sol d'un faisceau du système considéré, afin de retirer les variations de relief correspondant à la variance des sondes. Les données bathymétriques en sortie de filtrage constituent alors le modèle de terrain qui sera confronté aux données bathymétriques initiales (Figure 4.9).

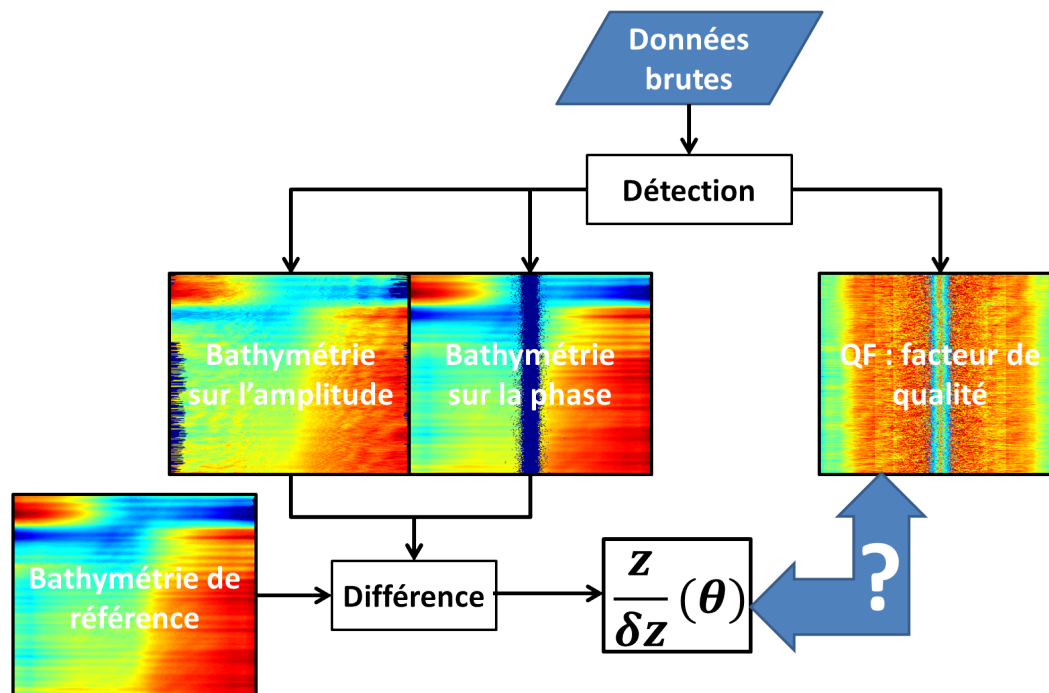


Figure 4.9 – Méthodologie de validation du QF sur données réelles.

La comparaison des données avec le modèle de référence permet de réaliser une évaluation de l'incertitude verticale  $\delta z$  des sondes en fonction de leur provenance angulaire  $\theta$ , ce qui conduit à une estimation d'un  $z/\delta z$  en fonction de  $\theta$  sur l'ensemble des pings analysés (Figure 4.9).

Par la suite, la validation sur données réelles est effectuée sur trois SMF (petit, moyen et grand fond) afin de vérifier que les résultats et conclusions sont valides pour tous types de systèmes.

#### 4.2.2.b Validation sur données du Reson textitSeabat 7111

Pour effectuer cette première validation sur données réelles, la ligne choisie est celle présentée dans la partie 4.1.1. La méthodologie expliquée au paragraphe précédent y est appliquée pour arriver au résultat présenté en Figure 4.10[17]. Sur cette figure, l'estimation du  $z/\delta z$  (en échelle logarithmique) en fonction de l'angle  $\theta$  du faisceau est superposée à la valeur du QF pour un ping de la ligne et de la valeur du QF moyenné sur 5 pings de la ligne. Ceci est affiché comme précédemment (sur les données simulées) avec une différenciation en fonction du traitement ayant fourni la sonde.

De même que nous l'avons vu sur les données simulées, l'accord entre la qualité prédite et l'estimation sur l'ensemble de la ligne est excellent pour toute la fauchée de réception. Le fait

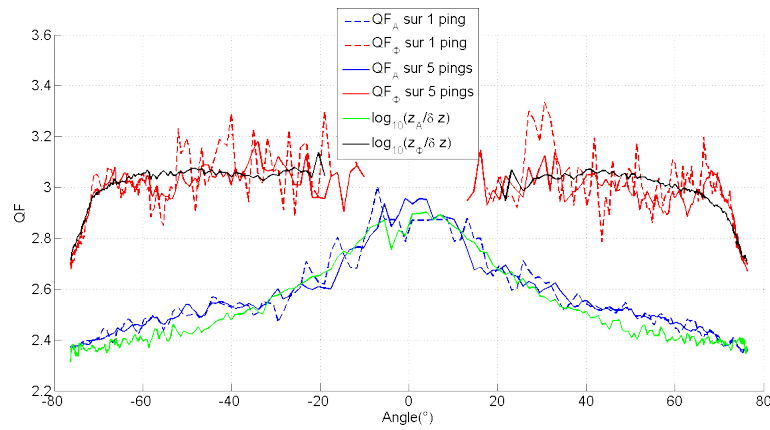


Figure 4.10 – Validation du QF sur données de *Seabat 7111*. Rouge : QF sur la phase; Bleu : QF sur l'amplitude; Vert :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes d'amplitude obtenues sur 434 pings; Noir :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes de phase obtenues sur 434 pings.

que la moyenne des QF semble converger vers la courbe correspondant à l'estimation de la variance des sondes sur l'ensemble de la ligne confirme le potentiel du QF en ce qui concerne son utilisation statistique en post-traitement.

#### 4.2.2.c Validation sur données de *Seabat 7125*

Le même processus est appliqué à des données issues d'un sondeur petit fond fonctionnant à 200 ou 400 kHz, le Reson *Seabat 7125*[48]. La ligne de mesure comporte 58 pings à 400 kHz sur un fond relativement plat situé à environ 15 m, et provient de l'AUV *Daurade* du SHOM. Le faible nombre de pings rend l'estimation de variance des données moins précise.

Les sondes issues de l'algorithme de détection et leur QF sont affichées en Figure 4.11.

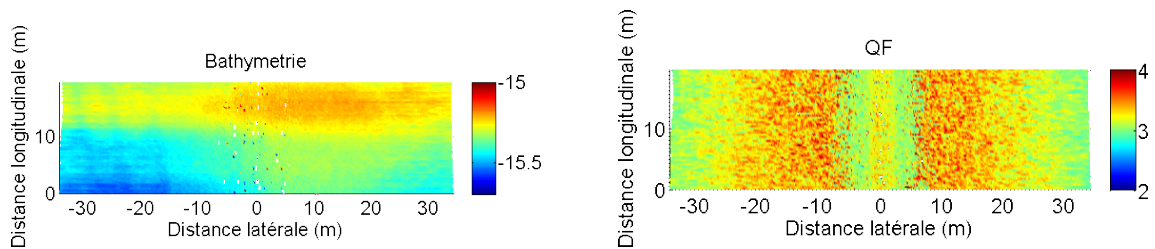


Figure 4.11 – Bathymétrie (à gauche) et facteur de qualité (à droite) l'ensemble des sondes sélectionnées pour les données *Seabat 7125*.

La comparaison entre  $\log_{10}(z/\delta z)$  estimé sur les sondes et la prédiction du QF est présentée en Figure 4.12.

Ici, la correspondance entre sonde et QF reste excellente, aussi bien pour la prédiction sur la phase que sur celle sur l'amplitude. Toutefois l'estimation sur 58 pings du  $\log_{10}(z/\delta z)$  est plus fluctuante.



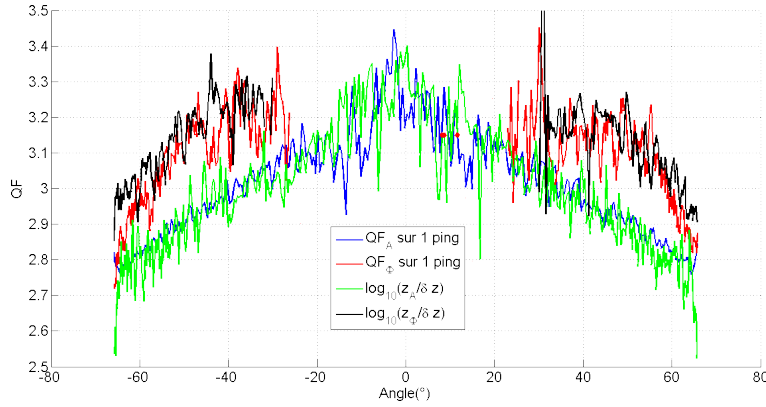


Figure 4.12 – Validation du QF sur données de *Seabat 7125*. Rouge : QF sur la phase; Bleu : QF sur l'amplitude; Vert :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes d'amplitude obtenues sur 58 pings; Noir :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes de phase obtenues sur 58 pings.

#### 4.2.2.d Validation sur données de *Seabat 7150*

Le dernier jeu de données servant à valider l'emploi du QF provient d'un sondeur grand fond fonctionnant à 12 ou 24 kHz, un *Seabat 7150* [17] et porté par le navire océanographique d'Ifremer, le *Pourquoi Pas ?*.

Le jeu de données présenté ici comporte 100 pings et a été acquis à 12 kHz avec 4 secteurs d'émissions légèrement dépointés les uns des autres autour de la verticale. Le fond est relativement plat et une profondeur de 2000 m environ. La donnée est relativement, voire très bruitée ce qui ne permet pas de détecter des sondes sur l'ensemble de la fauchée. Ceci permet de tester la validité du QF face à une situation de mesure plus difficile (Figure 4.13).

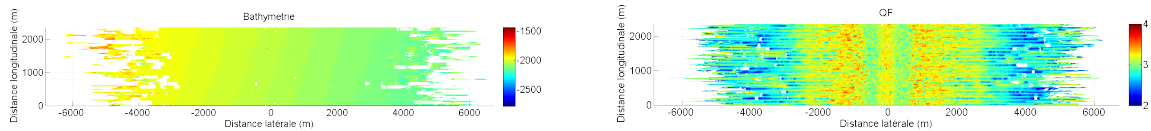


Figure 4.13 – Bathymétrie (à gauche) et facteur de qualité (à droite) l'ensemble des sondes sélectionnées pour les données *Seabat 7150*.

Les données comportent de nombreux trous et des sondes très fluctuantes en bout de fauchée. On note aussi une irrégularité dans la qualité des données : 1 ping sur 4 est beaucoup plus bruité que les autres, ce qui le rend quasiment inutilisable. Ceci est dû à l'utilisation du multi-ping sur ce sondeur, qui bruite systématiquement un secteur d'émission. Cela se voit sur la donnée de hauteur d'eau et sur le QF. Ce secteur ne sera donc pas utilisé dans la validation, sous peine de pénaliser l'ensemble.

Cette fois encore la prédiction de la qualité par les QF sur un seul ping correspond bien à l'estimation sur l'ensemble des données. Le bon comportement du QF dans ces conditions de mesures est rassurant quant aux approximations faites concernant le RSB, en particulier pour la mesure sur l'amplitude. Au passage, on constate que dans ces conditions la mesure sur la phase est d'autant plus intéressante par rapport à celle d'amplitude aux angles rasants.

En conclusion à cette série de test, il est clair que le QF se comporte très bien sur les trois types de systèmes testés. Ceci montre que les modèles proposés sont bien adaptés aux

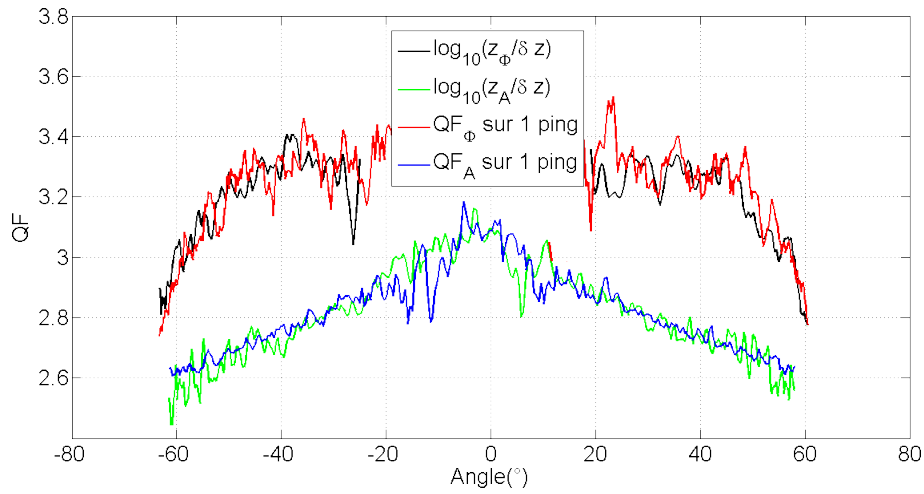


Figure 4.14 – Validation du QF sur données de *Seabat 7150*. Rouge : QF sur la phase; Bleu : QF sur l'amplitude; Vert :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes d'amplitude obtenues sur 75 pings; Noir :  $\log_{10}(z/\delta z)$  sur les sondes de phase obtenues sur 75 pings.

variations de longueurs d'impulsions, de fréquences d'échantillonnage et de formes d'enveloppe. Les quelques "manques" de la modélisation choisie pouvant mener à des erreurs dans la qualification des sondes ont cependant été identifiés afin de pouvoir les prendre en compte dans la suite.

### 4.2.3 Limitations à l'utilisation du QF

Bien que le QF fonctionne bien de manière générale sur les données réelles, il existe des cas problématiques principalement lorsque le QF associe un bon facteur de qualité à une sonde erronée. Le cas contraire où une mauvaise qualification est associée à une sonde correcte est très improbable, de par la définition statistique du QF.

#### 4.2.3.a Limitations au QF en amplitude

Il existe trois types de limitation à l'utilisation du QF calculé sur l'amplitude des signaux SMF. La première découle directement de l'approximation selon laquelle le barycentre de l'enveloppe est un estimateur sans biais du temps d'arrivée de l'onde. La seconde provient de l'approximation de fort RSB faite dans la définition du QF. Enfin, la dernière, que nous ne détaillerons pas car elle relève de la capacité des algorithmes de filtrage post-détection, est liée à la détection indésirable d'échos courts (spéculaire, perturbation extérieure). Ces échos ne correspondent pas forcément à une réalité physique à l'endroit où ils sont détectés mais ont tout de même de bonnes caractéristiques vis-à-vis du QF. Tout doit être fait pour éviter d'être confronté à ce type de détection.

**Cas où l'estimateur du barycentre est biaisé :** Lorsque l'estimateur du temps d'arrivée par le barycentre est biaisé, les calculs qui ont conduit à la définition du QF sur l'amplitude ne sont plus valides. Afin de le mettre en évidence, il suffit d'observer la valeur moyenne de la phase interférométrique autour de l'instant de détection en amplitude. Si cette valeur est proche de  $0^\circ$ , cela signifie que l'on se trouve bien dans l'axe du faisceau et que l'estimation n'est pas ou peu biaisée. Cela n'est valable bien évidemment que dans les situations où il

existe une rampe de phase associée à l'enveloppe d'amplitude. Aucune des données que nous avons testé n'a permis de mettre en évidence des situations où il existe un biais systématique augmentant avec l'angle de dépointage entre détection d'amplitude et de phase.

**Cas d'un RSB trop faible :** Le cas du RSB trop faible peut aussi poser problème dans l'utilisation du QF sur l'amplitude. Il peut en résulter une surévaluation de la qualité de la sonde comme indiqué au §3.2.4.b. On avait noté que cela pouvait se produire pour les RSB inférieurs à 15 dB.

Une nouvelle fois, ces situations ont plus de chance de se trouver en bout de portée, où les données sont difficilement exploitables et où les traitements sur l'amplitude fournissent une moins bonne estimation du temps d'arrivée. Dans ce cas encore, il est préférable d'utiliser la détection de sonde en phase.

#### 4.2.3.b Limitations au QF en phase

Les limitations à l'utilisation du QF des sondes issues d'une mesure sur la phase interférométrique sont liées à l'effet des lobes secondaires du SMF. Dans certains cas, il est possible que l'algorithme détecte une sonde dans ces lobes secondaires. Il existe des cas où l'on détecte des sondes en bout de fauchée sur un écho qui correspond en fait au lobe secondaire. La sonde qualifiée qui lui est associée est correcte du fait du niveau de fluctuation acceptable sur la rampe de phase vis-à-vis de la distance oblique où elle se trouve. Ce genre de détection est d'autant plus probable que l'on recherche plusieurs échos temporellement disjoints dans un faisceau.

Ainsi, le sondeur peut fournir une sonde vraisemblablement erronée car issue d'un artefact acoustique, en lui affectant une qualité correcte du fait du bon comportement du signal. Au chapitre III on évoquera des méthodes possibles pour s'affranchir des problèmes liés aux détections en phase dans les lobes secondaires de réception.

Malgré ces quelques aspects problématiques, il n'en reste pas moins que le QF peut s'avérer très utile dans un grand nombre d'applications si l'implémentation dans l'algorithme de détection tient compte de ces limitations. La suite de ce chapitre propose quelques applications possibles du QF avec des illustrations sur données réelles.

### 4.3 Utilisations du QF dans des algorithmes de post-traitement

#### 4.3.1 Algorithme de détection : choix amplitude/phase

Le QF peut être utilisé dans un algorithme de détection classique à plusieurs niveaux :

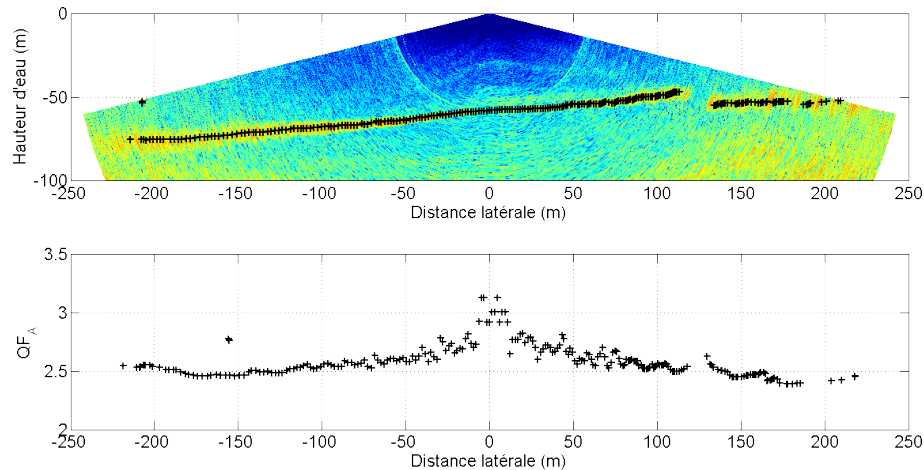
- pour effectuer un choix simple entre les sondes d'amplitude et de phase pour en fournir une seule à l'utilisateur (§4.1.4),
- pour s'assurer d'un niveau de qualité minimale dans les données produites.

Ici, on s'intéresse principalement au premier point.

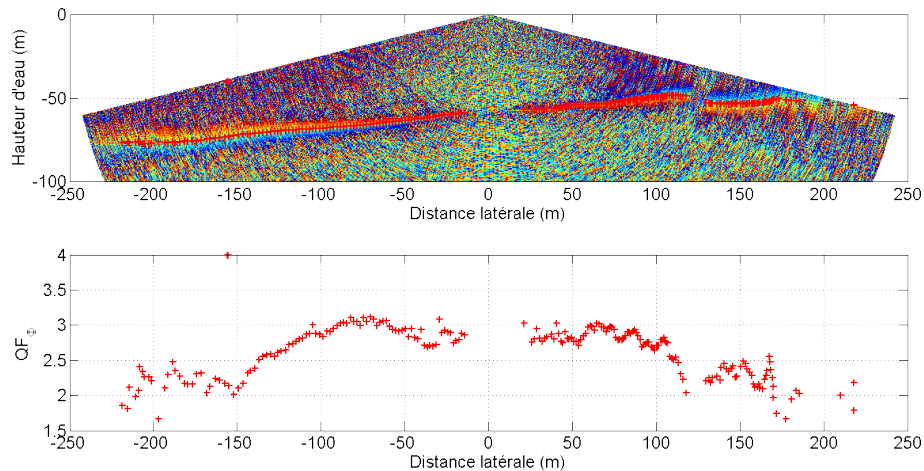
En 4.1.4, le choix entre sonde d'amplitude et sonde de phase (lorsqu'elles existent conjointement sur le même écho) privilégie la sonde en phase lorsqu'elle est disponible et de qualité suffisante. Cela fonctionne bien dans les cas classiques, sur des fonds avec peu de dynamique

et à condition que la longueur de la rampe de phase soit bien ajustée à la résolution souhaitée.

Ici, nous allons observer les variations de qualité prédite sur des données prises sur des fonds très variables où le choix entre sonde d'amplitude et sonde de phase est parfois plus complexe que sur un fond plat uniforme. La donnée est issue d'un navire de la NOAA, le *Fairweather*, et est acquise par un *Seabat 7111* sur un fond rocheux se situant entre 20 et 120 m.



(a) Bathymétrie et QF calculés sur l'amplitude.



(b) Bathymétrie et QF calculés sur la phase.

Figure 4.15 – Bathymétrie et QF calculés pour un ping sur l'amplitude et la phase. *Rouge* : sondes et QF en provenance de la phase interférométrique ; *Noir* : sondes et QF en provenance de l'amplitude.

En Figure 4.15, la phase en bout de portée est très bruitée et fournit des sondes de moins bonne qualité que l'amplitude (voire même ne fournit plus de sondes du tout). Cela nous montre que dans certain cas, favoriser la sonde en phase ne donne pas forcément les meilleurs résultats.

Sur l'ensemble des pings, la sonde est alors choisie par faisceau en se basant uniquement sur sa qualité estimée (Figure 4.16), ce qui nous conduit à une bathymétrie synthèse avec les meilleurs sondes. Lors du choix de la sonde on prend toutefois le soin de vérifier que les sondes proviennent d'un même écho. Si ce n'est pas le cas, on préfère la sonde en phase.

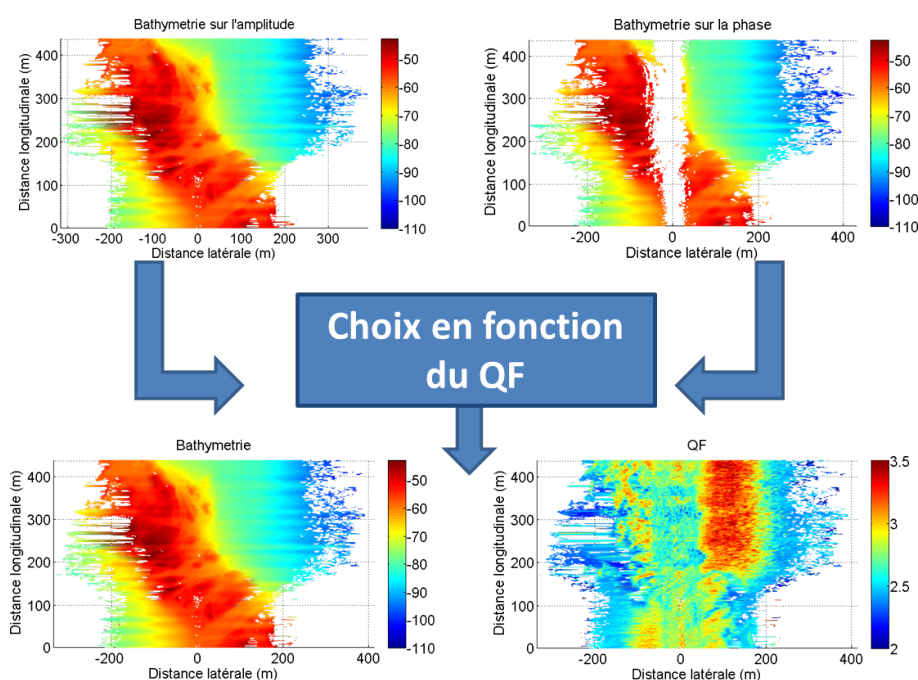


Figure 4.16 – Synoptique du choix amplitude/phase sur une ligne de mesure.

Sur la ligne d'exemple choisie ici, le choix s'effectue tel que le présente la Figure 4.17.

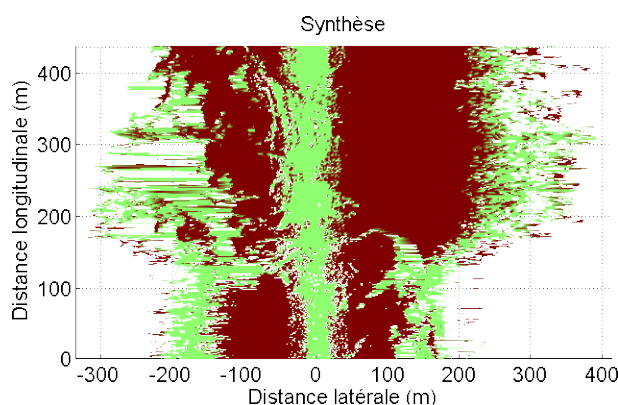


Figure 4.17 – Choix amplitude/phase sur une ligne de mesure. *Bordeaux* : choix de la sonde en phase ; *Vert* : choix de la sonde d'amplitude.

L'augmentation du bruit sur la phase en bout de portée nous pousse à considérer les sondes en amplitude dans cette zone. Ce choix est discutable mais à l'examen de la donnée synthétisée, il semble que la qualité de la mesure en amplitude est au moins aussi bonne que celle de phase.

Bien sûr, effectuer le choix de la sonde uniquement sur le niveau du QF est certainement une méthode trop simpliste qui ne peut résoudre tous les problèmes liés au fait de fournir une seule sonde par faisceau. A l'avenir, on peut envisager qu'un système fournisse les deux estimations du temps d'arrivée, soit à l'utilisateur (en lui laissant le choix de la façon dont il souhaite les considérer), soit à un algorithme de traitement statistique de données denses comme CUBE [31]. Une autre option est d'utiliser les sondes de manière conjointe pour la définition d'un nouvel estimateur.

### 4.3.2 Définition d'un estimateur basé sur le maximum de vraisemblance

L'idée est de tirer l'avantage de la double estimation du temps d'arrivée de l'onde pour créer un nouvel estimateur basé à la fois sur la phase interférométrique et sur l'amplitude du signal. L'idée est d'utiliser une minimisation de la variance de l'estimateur résultant basée sur la méthode du maximum de vraisemblance appliquée aux deux estimateurs tel que décrit dans [49].

#### 4.3.2.a Hypothèses nécessaires pour la définition de l'estimateur du maximum de vraisemblance basé sur le QF

Afin de pouvoir définir un estimateur du maximum de vraisemblance, il est nécessaire de vérifier que l'estimation du temps d'arrivée sur l'amplitude et sur la phase interférométrique se comporte suivant une loi normale. Par la suite on note respectivement  $t_A$  et  $t_\Phi$  les estimations du temps d'arrivée  $t_D$  sur l'amplitude et sur la phase interférométrique.

**Distribution du temps d'arrivée sur l'amplitude :** Dans le cas de l'amplitude, cette vérification sera effectuée par simulation de Monte-Carlo, puis par un test du  $\chi^2$  de Pearson. On génère une enveloppe en cloche de largeur  $N$  fluctuant en loi de Rayleigh comme nous l'avons définie dans 3.2.1.b, avec un RSB infini. Cela nous sert à réaliser une estimation du temps d'arrivée  $t_A$  dans l'intervalle  $[t_1 t_N]$ . Bien évidemment, la loi résultante ne sera pas parfaitement Gaussienne car bornée par l'intervalle temporel utilisé.

Cependant le barycentre  $t_A$  passe le test du  $\chi^2$  de Pearson (en prenant des enveloppes avec un nombre de points supérieur à 10).

On peut s'en convaincre visuellement en observant la distribution d'un barycentre calculé sur une enveloppe en sinus cardinal au carré superposée avec une distribution normale dont les paramètres ont été estimés sur la série de mesures de simulation de Monte-Carlo (Figure 4.18).

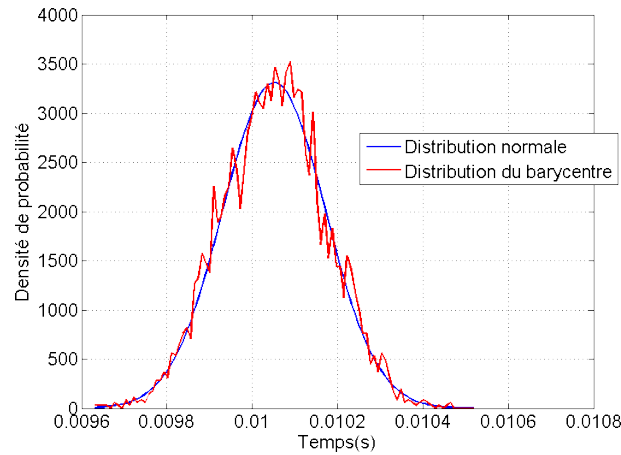


Figure 4.18 – Distribution normale du barycentre  $t_A$  sur l'amplitude; *Bleu* : distribution normale  $\mathcal{N}(\mathbb{E}[t_A], \text{Var}(t_A))$ ; *Rouge* : Distribution de  $t_A$  estimée par simulation de Monte-Carlo.

**Distribution du temps d'arrivée sur la phase :** En ce qui concerne l'estimation du temps d'arrivée par la phase interférométrique  $t_\Phi$ , on peut montrer que la phase suit une loi

quasi-normale, périodique sur l'intervalle  $[-\pi, \pi]$  [50]. Par linéarité entre l'estimation du temps de passage à zéro et la phase, il est donc possible de considérer qu'en première approximation, l'estimation du passage à zéro sur la phase suit une loi normale.

Afin de confirmer cette approche, un test du  $\chi^2$  de Pearson a lui aussi été réalisé et à validé l'approximation ci-dessus.

Sous ces hypothèses, il est possible de reprendre les résultats de [49] concernant la définition d'un estimateur basé sur le maximum de vraisemblance utilisant deux estimateurs ayant une loi normale.

#### 4.3.2.b Définition de l'estimateur

Deux estimations du temps d'arrivée  $t_\Phi$  et  $t_A$  sont disponibles sur le même écho dont on suppose que :

- $t_A \sim \mathcal{N}(t_D, \sigma_A^2)$ ,
- $t_\Phi \sim \mathcal{N}(t_D, \sigma_\Phi^2)$ ,
- $\rho = \mathbb{E}[t_A t_\Phi] = 0$ , les deux estimateurs sont indépendants.

Si on considère que ces deux estimateurs sont deux observations du même temps  $t_D$ , la fonction de densité de probabilité conjointe  $f(t_A, t_\Phi)$  est donnée par [39] :

$$f(t_A, t_\Phi) = \frac{1}{2\pi\sigma_A\sigma_\Phi\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left(-\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left[ \frac{(t_A - t_D)^2}{\sigma_A^2} + \frac{(t_\Phi - t_D)^2}{\sigma_\Phi^2} - \frac{2\rho(t_A - t_D)(t_\Phi - t_D)}{\sigma_A\sigma_\Phi} \right] \right) \quad (4.1)$$

En supposant que les deux estimateurs  $t_\Phi$  et  $t_A$  sont indépendants, on a  $\rho = 0$  ce qui conduit à la formule classique :

$$f(t_A, t_\Phi) = \frac{1}{2\pi\sigma_A\sigma_\Phi} \exp\left(-\frac{1}{2} \left[ \frac{(t_A - t_D)^2}{\sigma_A^2} + \frac{(t_\Phi - t_D)^2}{\sigma_\Phi^2} \right] \right) \quad (4.2)$$

On définit une nouvelle estimation de  $t_D$  basée sur le maximum de vraisemblance par :

$$\frac{\partial f(t_A, t_\Phi)}{\partial t_D} = 0 \quad (4.3)$$

D'où la forme suivante pour l'estimateur  $t_{MLE}$

$$t_{MLE} = \frac{t_A\sigma_\Phi^2 + t_\Phi\sigma_A^2}{\sigma_\Phi^2 + \sigma_A^2} \quad (4.4)$$

Qui peut aussi s'écrire :

$$t_{MLE} \approx \frac{t_\Phi q_\Phi^2 + t_A q_A^2}{q_\Phi^2 + q_A^2} \quad (4.5)$$



Ainsi, en se basant sur le travail fait précédemment, il a été possible de définir un nouvel estimateur qui doit minimiser la variance des sondes lorsque les estimations  $t_A$  et  $t_\Phi$  coexistent. La variance  $\sigma_{MLE}$  du nouvel estimateur prend alors la forme suivante :

$$\sigma_{MLE}^2 = \frac{\sigma_A^4 \sigma_\Phi^2 + \sigma_\Phi^4 \sigma_A^2}{(\sigma_\Phi^2 + \sigma_A^2)^2} \approx \frac{q_A^4 \sigma_A^2 + q_\Phi^4 \sigma_\Phi^2}{(q_\Phi^2 + q_A^2)^2} \quad (4.6)$$

L'estimateur obtenu fournit une nouvelle valeur du temps d'arrivée associée à une nouvelle qualification.

#### 4.3.2.c Application sur données réelles

Le nouvel estimateur existe uniquement lorsque l'on dispose conjointement de l'estimation du temps d'arrivée sur l'amplitude et sur la phase. Cela permet de synthétiser facilement la bathymétrie finale sans se poser la question du choix amplitude/phase. Il est important d'insister sur le fait qu'il est indispensable que les temps d'arrivée aient été estimés sur le même écho (et donc correspondent à l'estimation du même  $t_D$ ) pour que cela donne un résultat valide.

$t_{MLE}$  est choisi lorsqu'il existe ; dans le cas contraire  $t_A$  où  $t_\Phi$  viennent compléter la bathymétrie.

Le calcul de  $t_{MLE}$  est introduit dans l'algorithme de détection précédemment utilisé. Les données de test choisies sont celles qui ont servis à illustrer le choix de la sonde d'amplitude ou de phase en 4.3.1.

Le premier ping de cette ligne (Figure 4.15) sert de test au nouvel estimateur et à sa qualification.

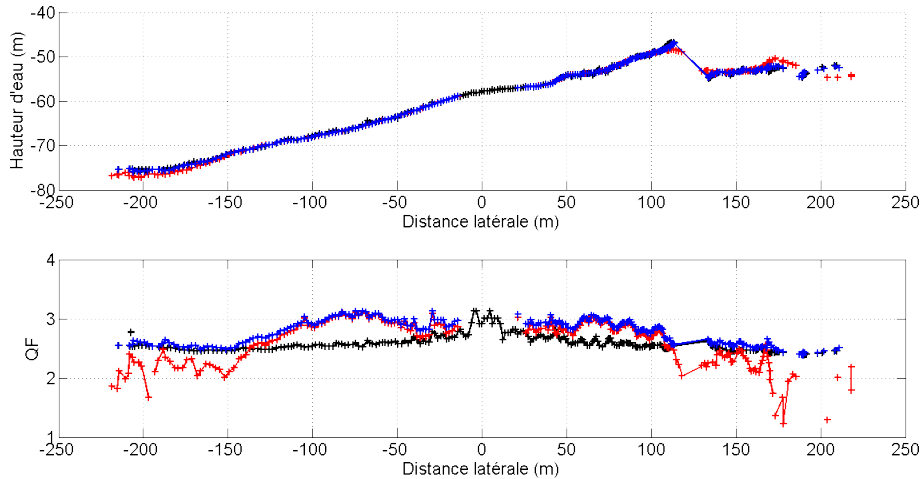


Figure 4.19 – Détection et qualification par le maximum de vraisemblance sur un ping. *Rouge* : sondes et QF en provenance de la phase interférométrique ; *Noir* : sondes et QF en provenance de l'amplitude ; *Bleu* : sondes et QF en provenance de l'estimateur du maximum de vraisemblance.

La bathymétrie  $z_{MLE}$  obtenue par le maximum de vraisemblance est complétée par les sondes en phase ou en amplitude là où elles ne sont pas toutes deux disponibles, et on obtient une bathymétrie combinée (Figure 4.20) ainsi qu'une qualification sur l'ensemble de



la ligne. La nouvelle qualification est légèrement meilleure que précédemment sur l'ensemble des données, en particulier aux endroits où les deux estimateurs fournissent une estimation de qualité semblable.

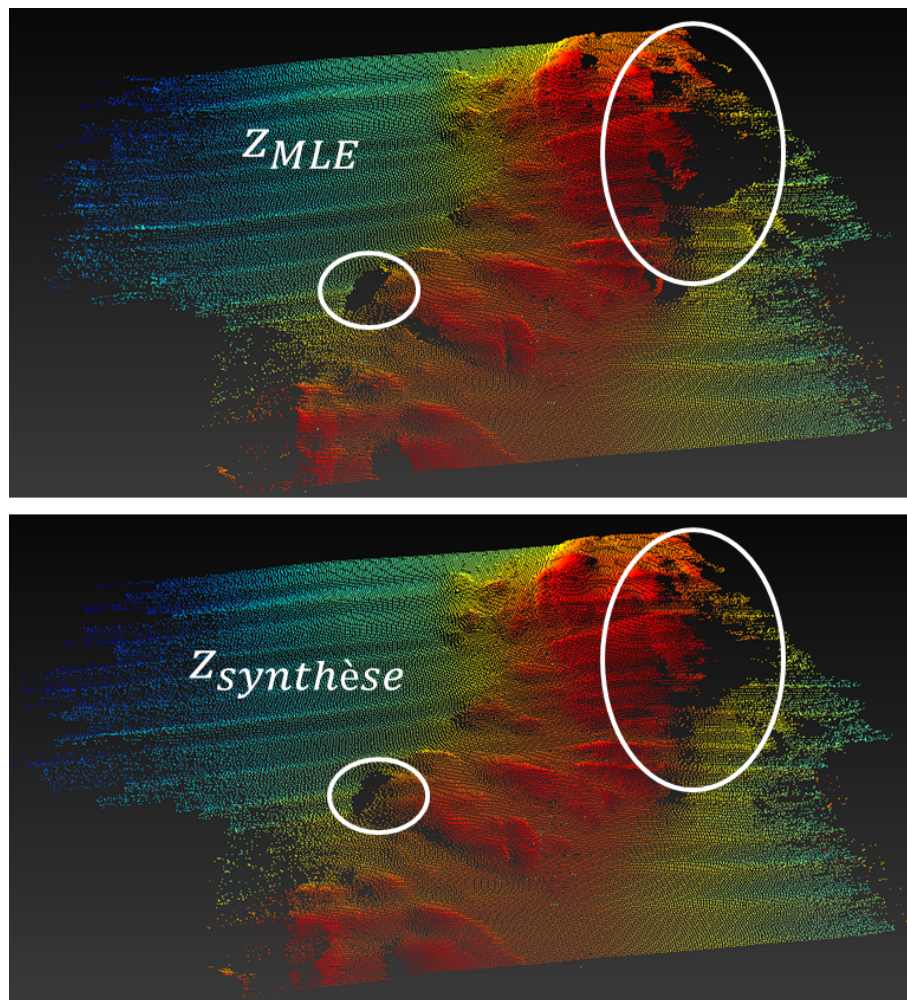


Figure 4.20 – Comparaison de la bathymétrie obtenue à l'aide du maximum de vraisemblance et de la bathymétrie classique. Modification de la bathymétrie obtenue au niveau des reliefs et des ombres (voir *Cercles blancs*), sans ajout d'artefacts de détections. Les conclusions sur le gain de résolution ou de qualité du résultat sont difficiles à tirer en l'absence de structures de référence sur le fond.

La définition de ce nouvel estimateur montre que la qualification des sondes permet de les traiter plus efficacement de façon statistique, du fait qu'il existe une estimation de leur incertitude acoustique plus pertinente que celle donnée par les modèles constructeurs génériques. Cette information supplémentaire devrait donc pouvoir servir dans les algorithmes de post-traitement afin de considérer chaque sonde de la manière qui convient.

### 4.3.3 Perspectives : utilisation dans CUBE

#### 4.3.3.a Principe général de CUBE

CUBE [31] est un algorithme de post-traitement assisté de la donnée multifaisceaux, notamment à des fins hydrographiques. Le but de CUBE (qui est destiné au traitement de données très denses, comportant un grand nombre d'estimations locales de la sonde) est de prendre en compte la provenance des sondes (amplitude, phase, angle du faisceau) dans la chaîne de traitement menant à la création d'un MNT afin de pouvoir leur associer une incertitude globale.

Cette incertitude globale est calculée pour chaque sonde à l'aide d'un modèle qui rassemble l'ensemble des causes de biais et de fluctuations possibles de la mesure de la bathymétrie. A ce jour, ce calcul est effectué à l'aide du modèle d'incertitude Hare-Godin-Mayer [16].

Une grille ayant un pas adapté à la hauteur d'eau est générée par l'utilisateur, le but étant de décider d'une valeur de hauteur d'eau en chaque nœud de la grille. CUBE réalise ensuite une propagation de l'incertitude associée à chaque sonde pour générer des hypothèses sur la hauteur d'eau la plus probable sur la grille. De façon simplifiée, la propagation de l'incertitude permet de générer une densité de probabilité sur la hauteur d'eau en chaque nœud. L'algorithme crée ensuite les hypothèses en fonction de la forme de cette densité de probabilité (uni-modale, multi-modale...). L'algorithme fonctionne au mieux sur des jeux de données avec une densité de mesures plus importante que la densité classiquement utilisée dans les levés bathymétriques ; dans ces conditions, il permet de gagner un temps important à l'utilisateur (l'hydrographe par exemple).

En sortie de l'algorithme, l'utilisateur récupère plusieurs produits. En chaque nœud de la grille se trouvent :

- une ou plusieurs hypothèses sur la valeur de la hauteur d'eau,
- une estimation de la "force" de chaque hypothèse,
- une incertitude associée à chaque hypothèse.

C'est l'utilisateur qui décide de l'hypothèse finale à retenir, dans le cas où plusieurs ont été générées.

#### 4.3.3.b Utilisation possible dans CUBE : étude préliminaire

De par sa vocation à estimer l'incertitude de la mesure de la distance oblique, le facteur de qualité peut être utilisé pour améliorer l'évaluation de l'incertitude globale de chaque sonde. En repartant du modèle d'incertitude Hare-Godin-Mayer, on identifie l'endroit où le QF peut être directement implanté pour apporter une information sur l'incertitude de mesure en distance oblique.

La Figure 4.21 reprend le modèle d'incertitude globale utilisé dans CUBE. A ce jour, l'incertitude sur la mesure de distance oblique provient directement d'un modèle de performances de traitement du signal acoustique fourni par le constructeur du sonar. Chaque sonde se voit attribuer une incertitude dépendant principalement de la longueur d'impulsion utilisée et de la provenance angulaire. Il n'y a aucune prise en compte des conditions de mesure.

Ainsi, l'utilisation d'un niveau de qualité directement calculé sur les données en même temps que la sonde représente une avancée significative dans la définition de l'incertitude.

Dans cette optique, une étude sur l'utilisation du QF dans le modèle d'incertitude servant

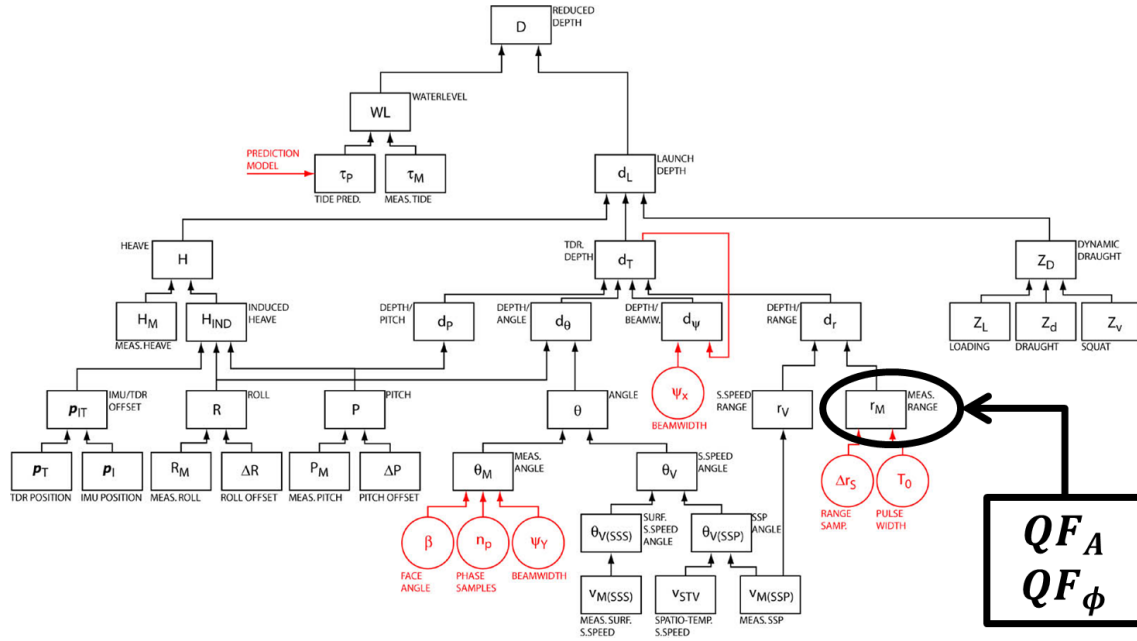


Figure 4.21 – Introduction du QF dans le modèle d'incertitude Hare-Godin-Mayer[16].

à CUBE est en cours. Le but de cette étude est de comparer les hypothèses générées par CUBE en utilisant les modèles génériques de performances classiques d'une part, et celles obtenues en utilisant les QF d'autre part.

L'utilisation du QF devrait permettre à CUBE de mieux se comporter ; en particulier dans des conditions de mesures difficiles, ou avec des densités de données moindres. A ce jour, les données de bathymétrie accompagnées de leur QF devant servir à effectuer ces tests ont été acquises par le *Seabat 7111* du *Pourquoi Pas ?*, et leur traitement est en cours pour une implémentation dans CUBE ou CHRT (nouvelle version de CUBE qui doit permettre de traiter des données sur une grille ayant une résolution variant avec la hauteur d'eau).

## Conclusion

Le QF a montré qu'il permettait d'accompagner chaque sonde d'une information sur sa qualité de mesure. Cette information de qualité peut servir à plusieurs niveaux : lors du processus de détection, dans le cadre d'une méthodologie d'optimisation de la qualité des sondes, ou dans la perspective du développement des algorithmes de traitement automatisé de la bathymétrie.

Les validations et tests sur les divers jeux de données en provenance de plusieurs SMF nous autorisent à affirmer que les hypothèses qui ont servi lors de la définition du facteur de qualité sont valides. Par la suite, le facteur de qualité fait partie intégrante des processus de détections utilisés et nous reviendrons sur son utilité dans le cadre de la détection de plusieurs sondes par faisceau.

## Troisième partie

# Détection par les sondeurs multifaisceaux cartographiques de plusieurs sondes par faisceaux



---

# Discussion sur la détection multi-cibles par les SMF bathymétriques

Les travaux présentés dans ce chapitre portent sur l'étude de la détection des signaux de SMF bathymétriques en situation de détection "multi-cibles". Le but est de fournir plusieurs sondes par faisceau en réception dans les cas où cela est pertinent. L'analyse est séparée en plusieurs étapes. Tout d'abord, il faudra identifier de manière robuste les cas où l'on retrouve plusieurs échos disjoints temporellement dans un même faisceau. Ensuite, on devra positionner ces échos et valider leur correspondance avec les cibles présentes dans la scène.

## 5.1 Comportement d'un SMF en configuration multi-cibles

### 5.1.1 Exemples classiques d'environnements multi-cibles

La configuration comportant plusieurs cibles par faisceau se rencontre dans des situations complexes souvent anthropiques : le cas le plus courant est celui d'une épave ou d'une structure artificielle sur le fond de la mer. Dans le cas des applications hydrographiques, il est important d'extraire le point le plus haut de l'épave à l'aide de la mesure acoustique et cela passe par la prise en considération de plusieurs échos par faisceau. Les algorithmes classiques de détection SMF sont conçus pour privilégier la cible "fond" par rapport aux autres de manière à éviter les fausses détections liées à la présence d'objets dans la colonne d'eau (poissons, panaches de bulles...). C'est pourquoi dans les relevés hydrographiques d'épaves, on vient encore chercher les points hauts de celles-ci à l'aide d'un sondeur monofaisceau (Figure 5.1), même si un SMF est utilisé par ailleurs.

Dans un premier temps, nous allons nous contenter d'observer les signaux en voies formées mettant en évidence la présence de cibles multiples dans certains faisceaux.

Les données présentées ci-après sont issues de deux systèmes différents mais de caractéristiques semblables, l'un porté par un AUV et l'autre par un petit bateau hydrographique. Le premier sondeur est un *Reson Seabat 7125*, le second un *Kongsberg EM 2040*. Ces deux sondeurs bathymétriques sont dédiés à la cartographie des zones peu profondes (jusqu'à 200 m environ).

Ensuite, afin de pouvoir développer des méthodes de traitement adaptées aux environ-

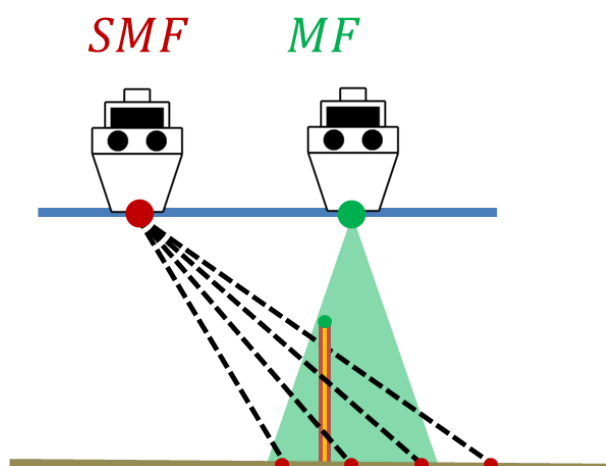


Figure 5.1 – Illustration du comportement d'un SMF par rapport à un monofaisceau (MF) dans le cas de la présence d'un point haut. Les *points rouges* sur le fond sont les sondes mesurées par un SMF bathymétrique. Le *point vert* est la sonde mesurée par le MF au passage au dessus du mât.

nements multi-cibles, nous travaillerons sur des signaux issus de simulations reproduisant de telles situations afin de pouvoir les traiter avec une connaissance a priori de la réalité terrain.

#### 5.1.1.a Exemples de signaux *Seabat 7125*

Ces données sont acquises par l'AUV *Daurade* du SHOM, porteur d'un système *Reson Seabat 7125*. Ce sondeur fonctionne à 400 kHz avec des faisceaux d'ouverture  $1,8^\circ \times 1,8^\circ$  à la verticale et forme 512 voies entre  $-65^\circ$  et  $65^\circ$  en réception. Ces voies sont formées de sorte que les sondes soient équidistantes sur un fond plat afin d'échantillonner au mieux la grille visant à la constitution du Modèle Numérique de Terrain (MNT). La ligne de mesure est effectuée au large de Toulon sur une partie d'une longue épave (environ 95 m) et comporte 50 pings. Il s'agit de l'épave du bateau *Niedersachsen*, anciennement nommé *Guyane*, un poseur de mine coulé en 1944. L'ensemble des mesures donnant une vue de l'épave complète est présenté en Annexe C. L'épave est parcourue dans le sens longitudinal.

Ces données comportent un artefact de maximum d'intensité dans les faisceaux centraux, avec des répliques régulièrement espacées angulairement autour. Ce type de signal est souvent observé sur les données de sonars à voies formées, en particulier pour les sondeurs haute fréquence. Il s'agit d'un bruit électrique sur les canaux de réception des capteurs d'antennes, qui se retrouve sommé de manière cohérente (et donc cumulative) dans les voies correspondant aux lobes de l'antenne de réception ; nous devons faire en sorte de ne pas le prendre en compte lors de la définition de l'algorithme de détection.

La Figure 5.2 montre les données en voies formées pour un ping de cette ligne de mesures.

#### 5.1.1.b Exemples de signaux *EM 2040*

Les signaux sont enregistrés sur une épave située à 25 m de fond par un sondeur Kongsberg *EM 2040*[51]. Le sondeur fonctionne à 400 kHz avec des faisceaux d'ouverture  $0,7^\circ \times 0,7^\circ$  à la verticale et forme 256 voies linéairement espacées (équi-angles) entre  $-60^\circ$  et  $60^\circ$  en réception avec stabilisation du roulis. L'épave est parcourue dans le sens de son axe longitudinal.



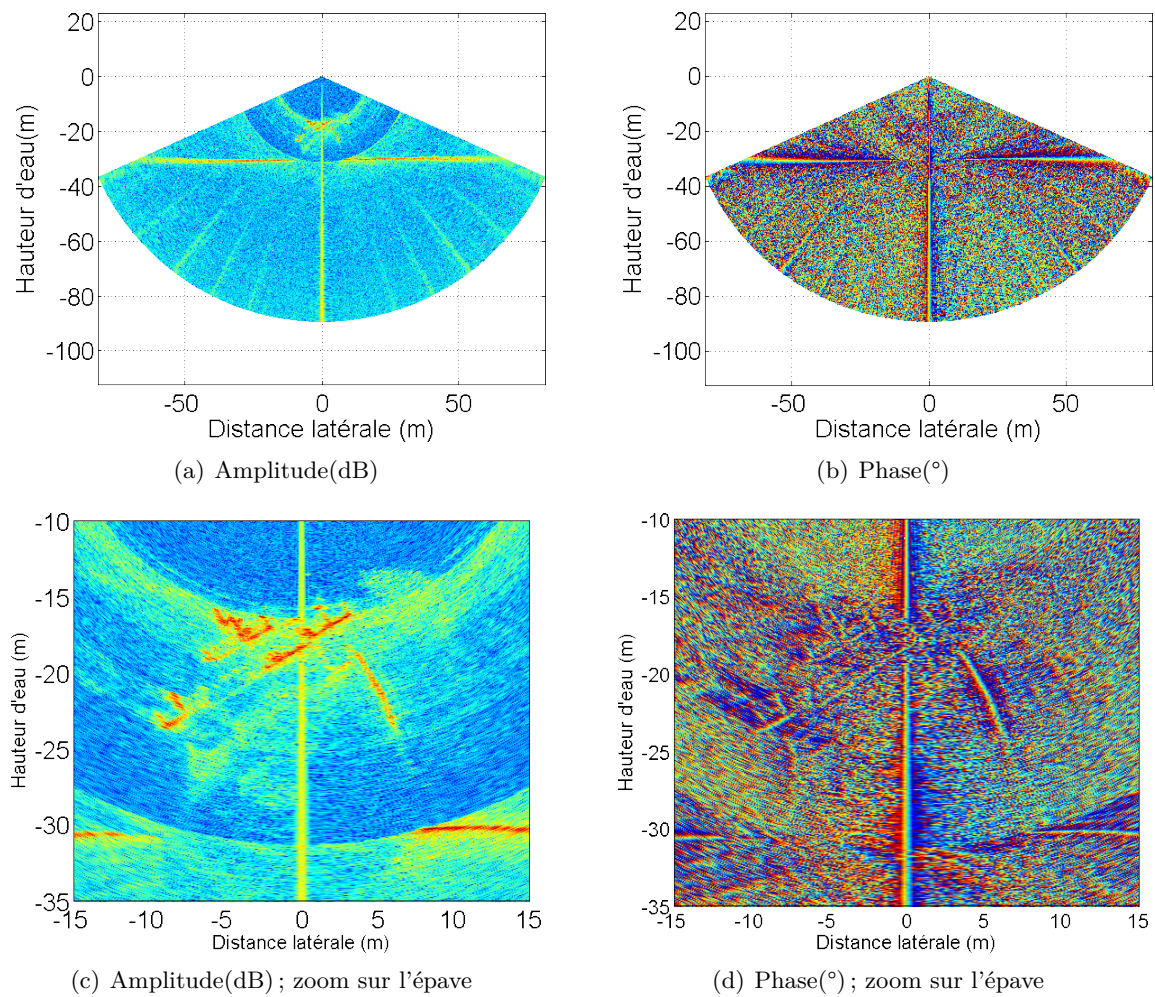


Figure 5.2 – Echogrammes en amplitude et en phase pour un *Seabat 7125* en environnement multi-cibles (épave située à la verticale du sondeur). Les figures 5.2(a) et 5.2(b) présentent l'ensemble des échogrammes en amplitude et en phase des signaux acquis par le sondeur. Les figures 5.2(c) et 5.2(d) sont un zoom de ces mêmes échogrammes au niveau de la zone où se trouve l'épave.

La Figure 5.3 montre les données en voies formées pour un ping de cette ligne de mesures qui en comporte 372.

Il est intéressant de noter que ce sondeur est réputé pour son faible niveau de bruit propre. Les lobes secondaires d'émission/réception sont dans ce cas d'autant plus visibles dans la colonne d'eau du fait qu'il ne sont pas "noyés" dans le bruit.

Les deux jeux de données illustrées en Figure 5.2 et Figure 5.3 serviront par la suite pour tester les méthodes algorithmiques définies au Chapitre 6.

### 5.1.2 L'information incomplète fournie par la mono-détection

Sur les données présentées ci-dessus, on constate la présence possible d'échos multiples disjoints temporellement dans un même faisceau. L'algorithmique classique de détection des sondes n'est pas adaptée à ce genre de situation et va donner un résultat unique par faisceau en



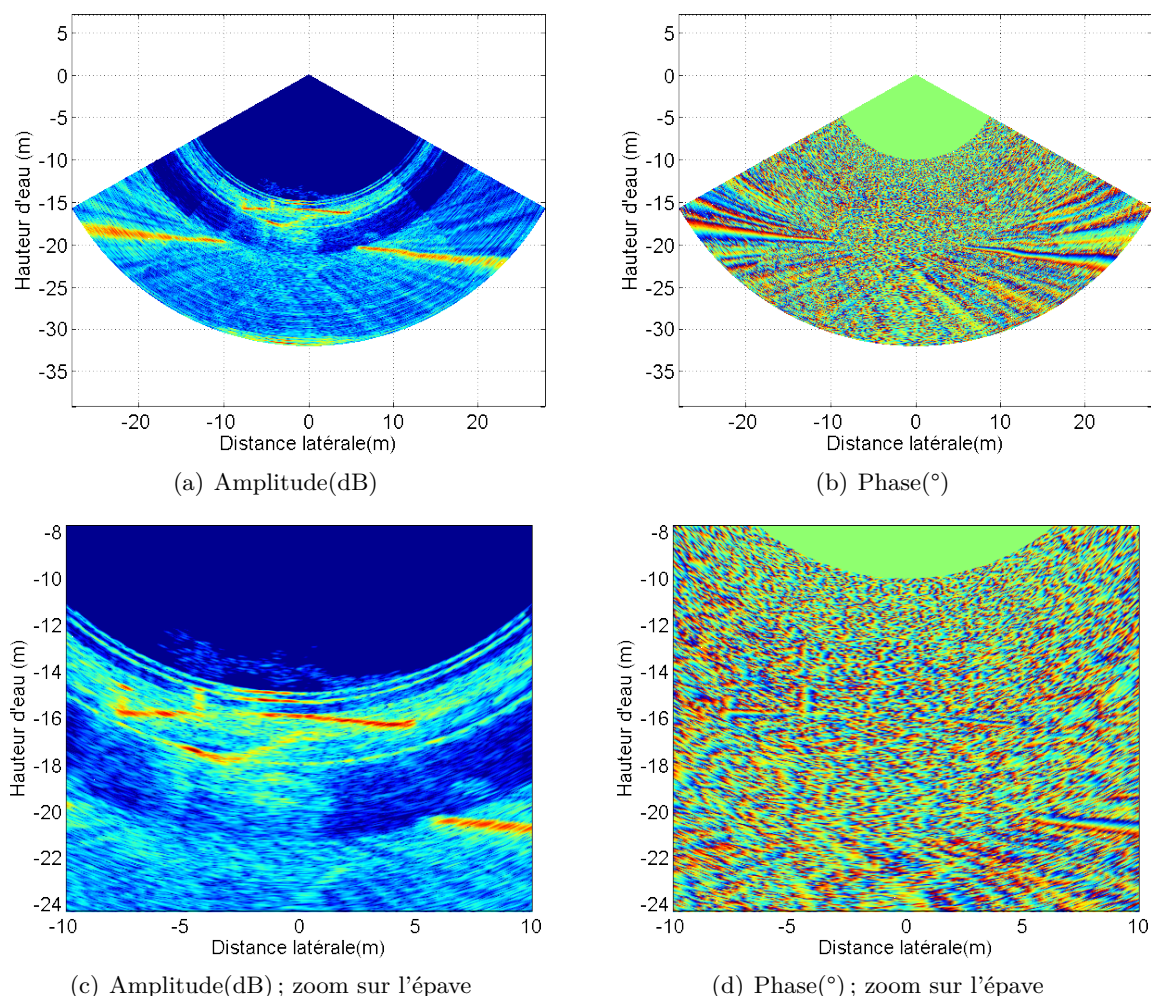


Figure 5.3 – Echogrammes en amplitude et en phase pour un *EM 2040* dans un environnement multi-cibles. Les figures 5.3(a) et 5.3(b) présentent l'ensemble des échogrammes en amplitude et en phase des signaux acquis par le sondeur. Les figures 5.3(c) et 5.3(d) sont un zoom de ces mêmes échogrammes au niveau de la zone où se trouve l'épave.

sortie de traitement. Nous allons présenter brièvement plusieurs situations où le sonar fournit une information incomplète, et nous mettrons en avant les cas où ce manque d'information peut poser des problèmes aux utilisateurs, en particulier pour les applications liées à la sécurité de la navigation.

### 5.1.2.a Épave

En Figure 5.4, un ping des données *EM 2040* incluant l'épave superpose la détection constructeur du sondeur dans chaque faisceau aux échogrammes en amplitude et en phase. Un seul écho par faisceau est retenu. Il semble que de nombreux échos, visibles en particulier sur l'amplitude, ne sont pas associés à une sonde, ce qui montre la limite de l'utilisation d'une seule sonde par faisceau.

Les deux faisceaux tracés sur la Figure 5.4 sont tracés en amplitude et en phase dans la Figure 5.5. En observant des faisceaux, il semble qu'il soit possible de détecter jusqu'à deux

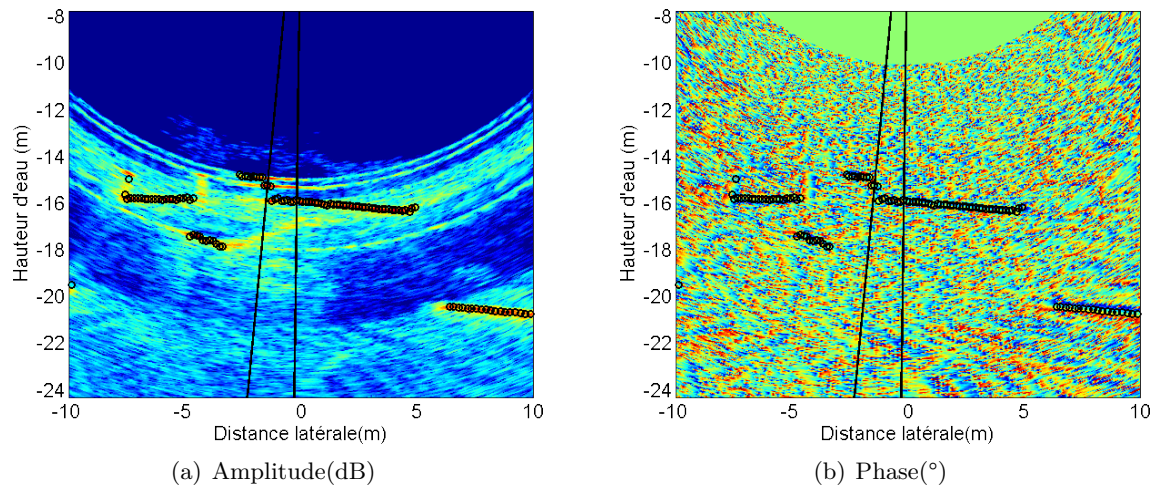


Figure 5.4 – Mono-détection sur les données de *EM 2040* ; *cercles noirs* : détection constructeur ; *traits noirs* : axes des faisceaux détaillés en Figure 5.5.

sondes sur l'amplitude du faisceau 140, et au moins trois sur le faisceau 130.

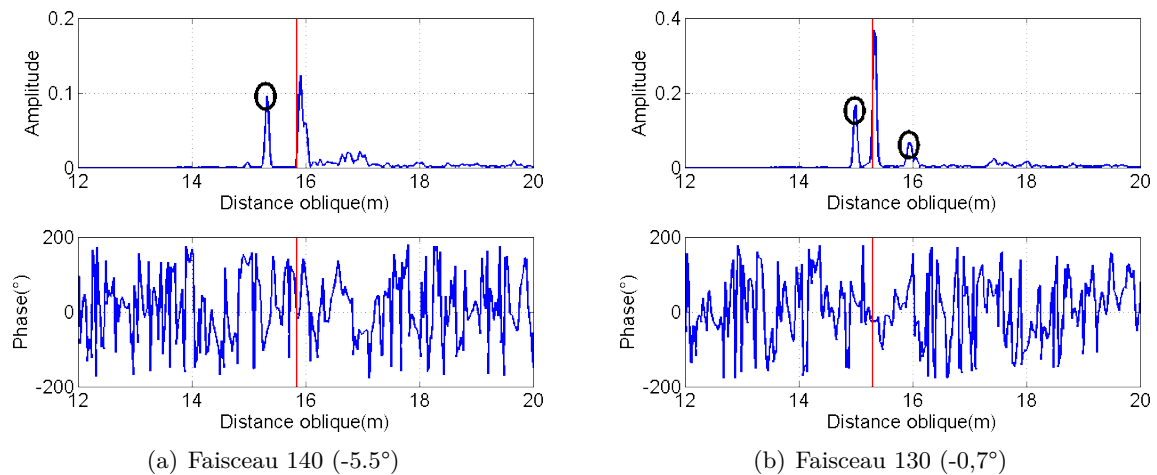


Figure 5.5 – Mono-détection sur des données *EM 2040*. Détail de deux faisceaux. *Cercles noirs* : échos non détectés ; *trait rouge* : détection constructeur.

C'est un cas où l'on a plusieurs échos d'amplitude comparables, disjoints temporellement et relativement courts. Cette situation ne devrait pas poser beaucoup de problèmes dans la mise au point d'une méthode de détection robuste.

Un point important à considérer ici est la résolution temporelle du traitement, c'est-à-dire le choix de la distance minimale devant séparer deux échos avant de les prendre en compte séparément.

### 5.1.2.b Épave et chaîne

Les épaves peuvent comporter un grand nombre de structures très fines difficiles à détecter car ayant une section faible, et générant donc un signal rétrodiffusé de faible amplitude. Le ping qui suit (Figure 5.6) illustre le résultat de la détection constructeur en présence d'une chaîne et d'une épave.

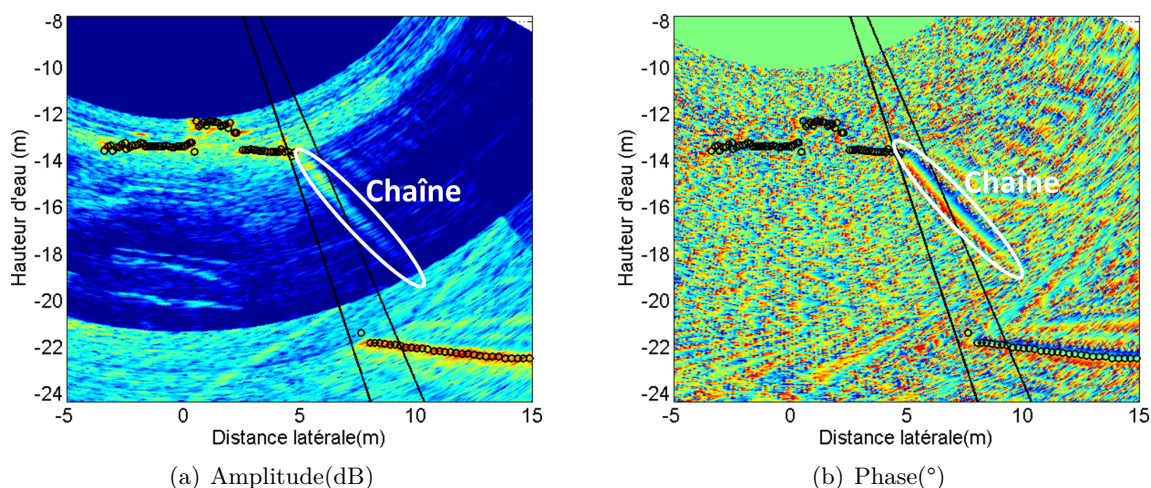


Figure 5.6 – Mono-détection sur les données *EM 2040* en présence d'une épave et d'une chaîne. Cercles noirs : détection constructeur ; traits noirs : faisceaux détaillés en Figure 5.7.

Ici, une rampe de phase très marquée n'est pas détectée par le sondeur du fait de la faible amplitude correspondante. La Figure 5.7(a) met en évidence cette rampe de phase dans le faisceau concerné.

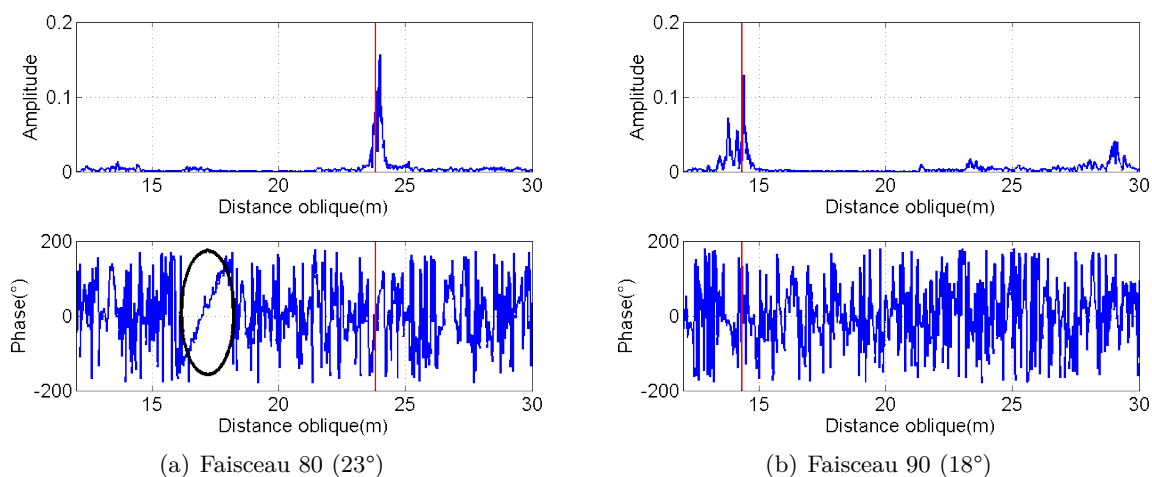


Figure 5.7 – Mono-détection sur les données *EM 2040* en présence d'une épave et d'une chaîne. Détail de deux faisceaux. Cercles noirs : échos non détectés ; trait rouge : détection constructeur.

Cet exemple illustre une seconde situation problématique : le cas où une rampe de phase est associée à un écho de très faible amplitude. Ici, l'écho associé est 30 dB en dessous de l'écho maximum dans le faisceau (qui correspond à celui du fond) ce qui justifie que le



sondeur ne le choisisse pas. Cette très faible intensité s'explique par la nature de la source (vraisemblablement une chaîne) ayant une section de rétro-diffusion réduite. Cependant on note le très bon comportement interférométrique de ce genre de cibles si le RSB est suffisant.

Les deux échos semblent correspondre à une réalité physique et mériteraient d'être associés à des sondes distinctes, mais la faible amplitude de la réponse de la chaîne pose problème. En effet, en travaillant uniquement sur l'amplitude, il n'est pas possible de mettre en place des traitements prenant en compte des échos aussi faibles. D'une manière générale, il n'est pas possible de considérer des échos dont l'amplitude est moins importante que celle de la cible principale vue dans les lobes secondaires d'émission et de réception du système (§5.2.1), sous peine de créer une trop grande quantité de sondes incorrectes.

Il faudra définir et appliquer des traitements sur le signal complexe permettant d'extraire ces échos provenant de cibles ayant de bonnes propriétés vis-à-vis de l'interférométrie, bien que défavorables vis-à-vis de la détection d'amplitude.

### 5.1.2.c Mât

Les mâts sont des points d'intérêts à savoir détecter sur les épaves ou sur des zones plates. Cependant, la plupart des sondeurs existant ne les retiennent pas en détection principale du fait de l'application d'une condition de continuité des sondes entre faisceaux parfois utilisée.

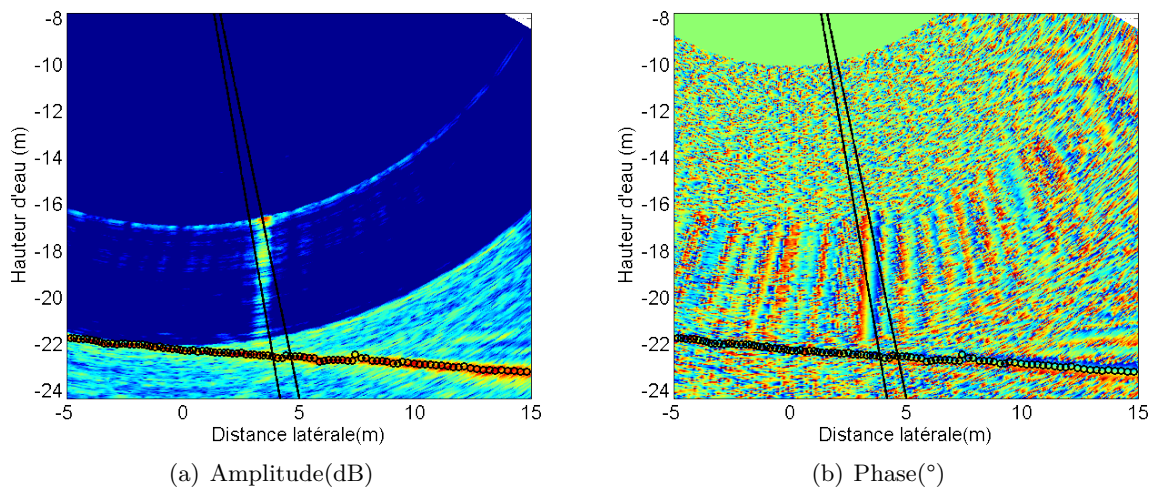


Figure 5.8 – Mono-détection sur les données *EM 2040* en présence d'un mât. *Cercles noirs* : détection constructeur ; *traits noirs* : faisceaux détaillés en Figure 5.9.

La Figure 5.8 met en évidence la présence d'un objet vertical (de type mât) planté dans le fond de la mer. Le sondeur détecte uniquement le fond dans chaque faisceau qui intercepte le mât. Cela pose un vrai problème quant à la sécurité de navigation car dans seulement 23 m d'eau, il est indispensable de savoir détecter un obstacle de 5 m de hauteur, même si il est de dimension latérale très faible.

Sur les faisceaux détaillés en Figure 5.9, la perte d'information liée à la considération d'une seule sonde par faisceau est assez évidente. Dans le faisceau numéro 104 l'algorithme de détection devrait être capable de détecter le haut du mât grâce à l'amplitude seule, puis la rampe de phase correspondant au mât lui-même, et enfin l'écho de fond (qui est celui finalement donné par le constructeur). Dans ce cas précis, le sondeur détecte certainement les deux

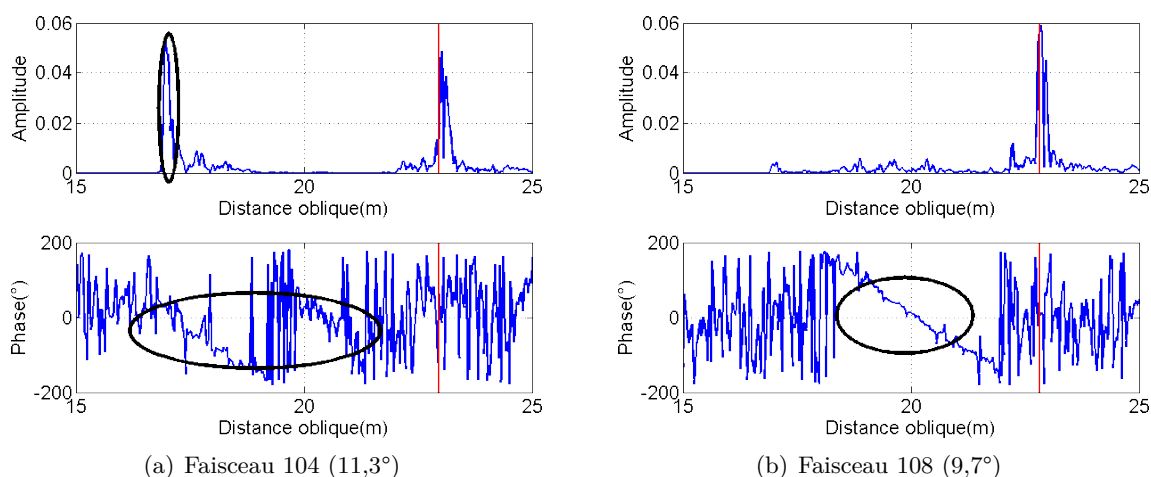


Figure 5.9 – Exemple de perte d'information sur des données de colonne d'eau en configuration de mono-détection ; *cercles noirs* : échos non détectés ; *trait rouge* : détection constructeur.

échos mais fournit l'information correspondant au fond à partir de considérations de continuité inter-faisceaux et inter-pings. Cet exemple illustre donc bien la nécessité de travailler avec un minimum d'a priori sur la géométrie du fond pour les applications hydrographiques.

On retrouve ici la problématique abordée dans les deux exemples précédents :

- la détection de plusieurs échos d'amplitude fortes et temporellement disjoints dans un même faisceau,
- la détection de rampes de phase associées à des échos d'amplitude inférieure à la réponse d'une cible vue par les lobes secondaires de l'antenne.

Cela montre aussi qu'il est important de mettre en œuvre des méthodes de traitements avec peu (ou pas) d'a priori sur la géométrie du fond, afin de pouvoir traiter correctement des événements non prévisibles tels que la présence d'un mât.

## 5.2 Mise en évidence des problèmes liés à la configuration des SMF bathymétriques

Certaines limitations des performances de détection et de localisation des échos sont intrinsèques à la configuration des SMF bathymétriques actuels. La prise en compte de ces limitations est essentielle pour la conception d'un algorithme de multi-détection. En effet, tout en extrayant le maximum d'information de la colonne d'eau, il est aussi important de fournir des sondes qui correspondent à une réalité physique et non à des artefacts de traitement. Dans le cas contraire, on prend le risque de noyer l'information pertinente sous de fausses détections qu'il est ensuite difficile d'éliminer.

Très souvent, les limitations des SMF sont liées à l'existence des lobes secondaires d'antennes qui génèrent des ambiguïtés de positionnement.

Ces situations de mesure ambiguës seront illustrées en utilisant le simulateur décrit dans le chapitre 2, puis en essayant de les retrouver sur données réelles.

### 5.2.1 Lobes secondaires de directivité

Les lobes secondaires de directivité des antennes de SMF sont à l'origine d'importants artefacts dans la colonne d'eau qui peuvent entraîner le mauvais positionnement d'objets détectés par le sondeur.

On a rappelé au Chapitre 1 la fonction de directivité en fonction de l'angle longitudinal  $\phi$ , de l'angle latéral  $\theta$ , et des angles de dépointage  $\phi_d$  et  $\theta_d$  pour une antenne plane de dimension longitudinale  $L_\phi$  et de dimension latérale  $L_\theta$ . En champ lointain cette fonction de directivité prend la forme suivante :

$$D(\theta, \phi) = \left( \frac{\sin(kL_\theta/2 \sin(\theta - \theta_d) \cos \theta_d)}{kL_\theta/2 \sin(\theta - \theta_d)} \right)^2 \left( \frac{\sin(kL_\phi/2 \sin(\phi - \phi_d) \cos \phi_d)}{kL_\phi/2 \sin(\phi - \phi_d)} \right)^2 \quad (5.1)$$

Le lobe principal est éventuellement dépointé dans le sens longitudinal (direction  $\phi$ ) (§1.3.2.d) et/ou latéral (direction  $\theta$ ) (§1.3.2.c), et une pondération est normalement appliquée.

Par la suite on considère une antenne sans pondération ayant donc une fonction de directivité classique telle que décrite dans l'équation 5.1, qui comporte un lobe principal dans la direction  $(\theta_d, \phi_d)$  de largeur  $\Delta\theta_{3dB} \times \Delta\phi_{3dB}$  et des lobes secondaires dans les directions  $(\theta_d \pm \arcsin(3/2\lambda/L_\theta), \phi_d \pm \arcsin(3/2\lambda/L_\phi))$ . Le niveau maximal de ces lobes secondaires est de -13,3 dB par rapport au lobe principal.

#### 5.2.1.a A l'émission

A l'émission, la configuration de l'antenne est telle que :

- $L_\phi \gg \lambda$
- $L_\phi \gg L_\theta$

Il s'agit d'une antenne quasi omni-directionnelle dans le plan formé par la verticale et la perpendiculaire à l'axe du porteur, et avec une ouverture longitudinale de l'ordre du degré. Les lobes secondaires de l'antenne qui nous intéressent ici pointent dans les directions  $\phi_d + \arcsin(3/2\lambda/L_\phi)$  et  $\phi_d - \arcsin(3/2\lambda/L_\phi)$ .

Dans la majorité des configurations, ces lobes secondaires ne sont pas problématiques, mais dans certaines situations, ils sont à l'origine d'importants artefacts dans la colonne d'eau.

Ainsi, en considérant un objet (ou un relief) dans un lobe secondaire d'émission à un angle de réception  $\theta$ , et à une distance  $R_1 < R_0$  (voir Figure 5.10), on reçoit un signal en provenance de l'objet "en avance" du signal provenant du lobe principal de l'antenne d'émission. En fonction des distances  $R_0$  et  $R_1$ , de l'indice de cible de l'objet se trouvant dans le lobe secondaire et de celui du fond, il est possible d'avoir dans un faisceau deux échos disjoints temporellement et d'amplitude comparable. Il est donc envisageable de détecter un écho situé dans un lobe secondaire d'émission sans avoir de moyen de positionner correctement la sonde associée.

En simulant cette situation, (Figure 5.11), l'objet situé en avant du porteur (+0,5 m) est bien visible dans la colonne d'eau, sur la mesure de phase interférométrique et la mesure d'amplitude du signal. La partie gauche de la figure décrit la géométrie de la mesure simulée, les parties ombrées du fond étant mises en noir. La partie droite présente les signaux résultant

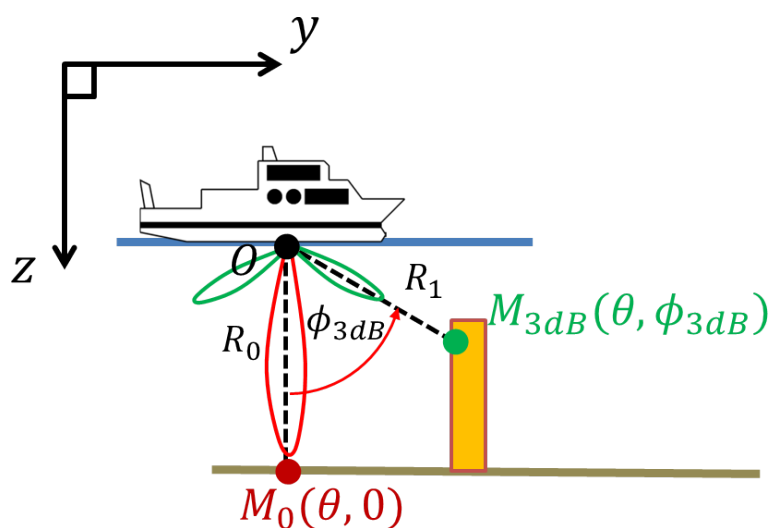


Figure 5.10 – Lobes secondaires à l'émission

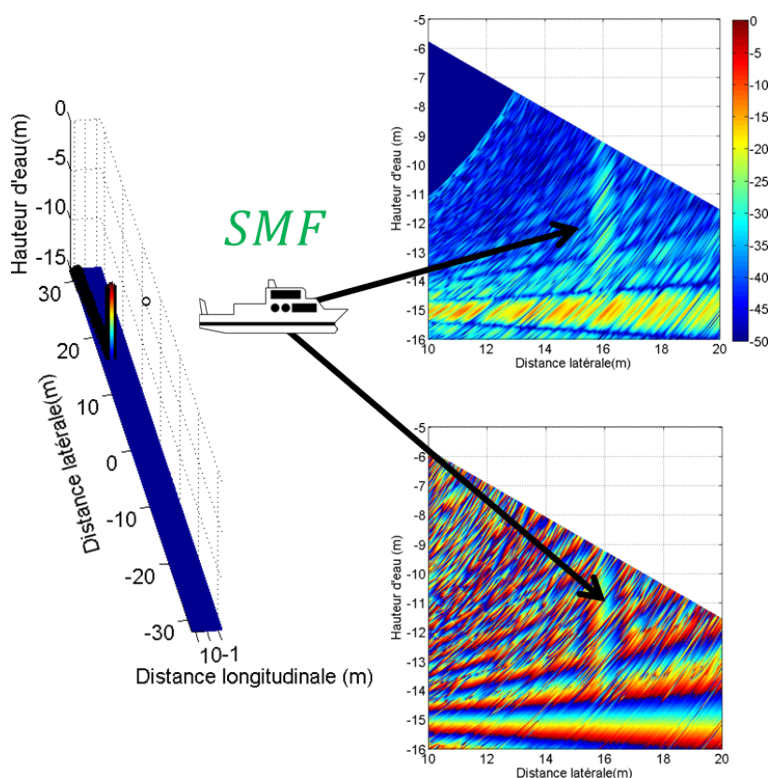


Figure 5.11 – Simulation de signaux SMF avec objet dans les lobes secondaires d'émission. Le mât se trouve à une distance longitudinale de 0,5 m du centre de l'antenne. Le SMF simulé a les caractéristiques d'un *Seabat 7125*. Le mât est visible dans la colonne d'eau sur l'amplitude et sur la phase à cause des lobes secondaires de l'antenne d'émission.

de la mesure simulée. Sur ce type de cible, un écho est visible tant qu'une partie du mât se trouve dans le lobe secondaire (en plus de l'écho provenant du lobe principal).

Ce type de mesure est observé sur les données *EM 2040* en Figure 5.12. Il est possible d'y voir apparaître le haut du mât dans la colonne d'eau alors qu'il y apparaît complètement 5

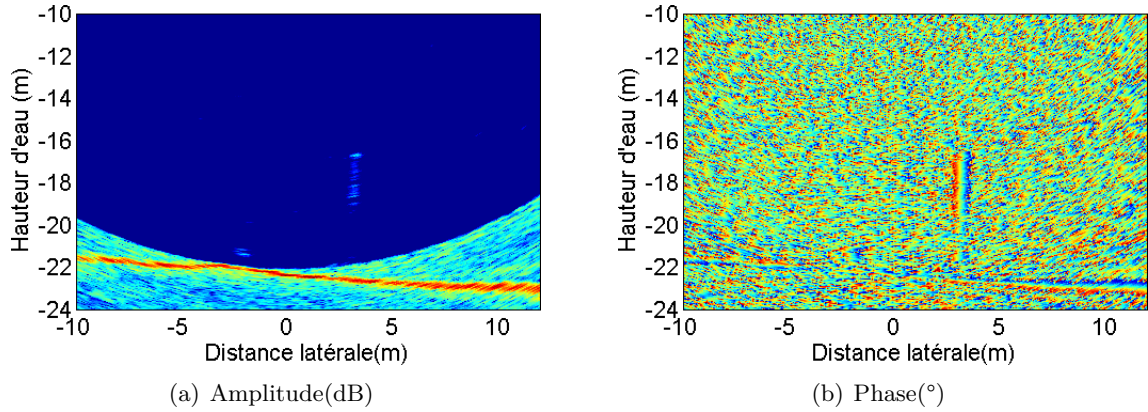


Figure 5.12 – Vue d'un mât dans les lobes secondaires d'émission sur données réelles ; Apparition du haut du mât dans la colonne d'eau.

pings plus tard (soit environ 1 m). Cela indique que la partie supérieure du mât a d'abord été interceptée par les lobes secondaires d'émission, puis la totalité du mât lorsque le porteur s'est trouvé proche de sa verticale. Cela illustre le fait bien connu qu'un objet ayant une réflectivité assez forte par rapport au fond peut être visible par l'intermédiaire des lobes secondaires, ce qui le rend impossible à positionner longitudinalement.

### 5.2.1.b En réception

En réception, la configuration de l'antenne est telle que :

- $L_\theta \gg \lambda$
- $L_\theta \gg L_\phi$

Cette fois l'antenne est peu directionnelle dans le plan formé par la verticale et l'axe du porteur, et les lobes secondaires de réception dans le faisceau dépointé à  $\theta_d$  se trouvent dans les directions  $\theta_d + \arcsin(3/2\lambda/L_\theta)$  et  $\theta_d - \arcsin(3/2\lambda/L_\theta)$ .

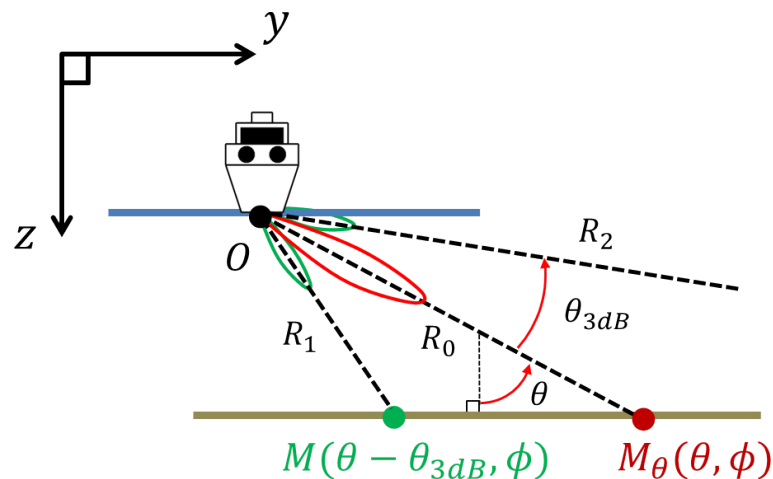


Figure 5.13 – Lobes secondaires de réception.

Ces lobes secondaires sont à l'origine du dédoublement du fond autour du l'écho provenant du lobe principal. Il présente une cohérence amplitude/phase semblable à celle du



lobe principal avec une atténuation minimale de 13,3 dB en l'absence de pondération (Figure 5.14).

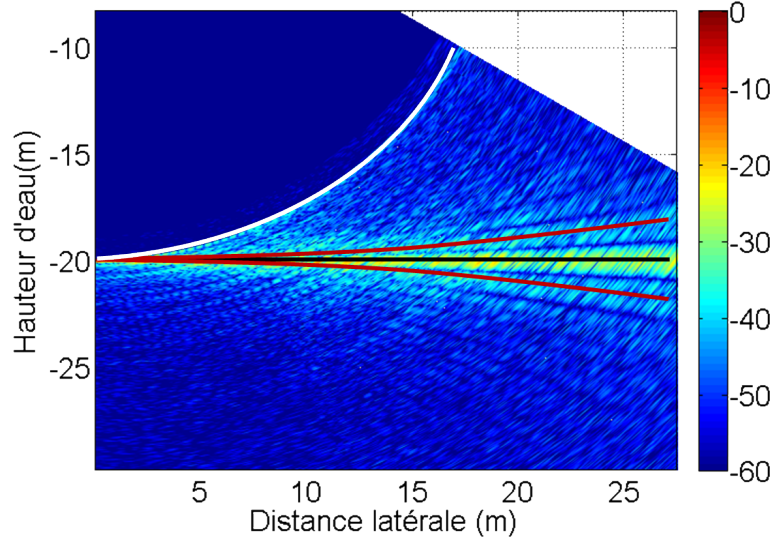


Figure 5.14 – Artefacts sur l'amplitude (dB) liés aux lobes secondaires de réception. *Noir* : écho du fond dans le lobe principal ; *Rouge* : écho du fond dans les lobes secondaires ; *Blanc* : écho spéculaire.

Le signal complexe provenant de ces lobes secondaires possède les mêmes caractéristiques que l'écho principal en dehors d'un plus faible RSB, ce qui peut rendre le rejet des sondes associées difficile sans un a priori sur la géométrie du fond lors de la détection.

En pratique, c'est en bout de fauchée que l'on est le plus confronté à d'éventuelles détections sur ces lobes, du fait que l'écho dans les lobes secondaires y est bien distinct temporellement de l'écho principal et peut alors être pris pour une cible disjointe.

Cependant, pour la mesure sur phase interférométrique, on pourrait utiliser des techniques semblables à celle du vernier pour venir ôter ces ambiguïtés. Il suffirait alors de prendre deux couples de sous-antennes de longueurs différentes  $L_1$  et  $L_2$  afin de réaliser deux mesures interférométriques dans chaque faisceau.

Dans un faisceau pointant à un angle  $\theta_d$ , les lobes secondaires pointeraient alors en  $\theta_d \pm \arcsin(3/2\lambda/L_1)$  et  $\theta_d \pm \arcsin(3/2\lambda/L_2)$ . En prenant  $L_1 = 2/3L_\theta$  et  $L_2 = 1/3L_\theta$  pour une antenne de longueur  $L_\theta = 50\lambda$  correspondant à une ouverture latérale de  $1^\circ$ , les lobes secondaires des deux mesures interférométriques seraient distincts d'environ  $2,6^\circ$ , ce qui permettrait de distinguer temporellement les deux mesures à angle rasant.

En conservant uniquement les sondes communes aux deux mesures, on éliminerait alors les sondes incorrectes. Cela suppose cependant une puissance de calcul suffisante dans le module de formation de voies du système.

Il faut noter que ce genre de méthodologie ne devient utile qu'à partir du moment où l'on souhaite détecter plusieurs échos temporellement disjoints dans chaque faisceau. Dans le cas contraire, des considérations sur l'amplitude seule ou sur la fluctuation de la phase interférométrique suffisent pour distinguer le lobe principale des lobes secondaires.

### 5.2.2 Positionnement des échos dans le lobe principal

Bien que les SMF bathymétriques travaillent avec des lobes principaux relativement fins, dans certaines configurations de mesure, il est nécessaire de positionner les échos à l'intérieur du lobe principal de détection afin d'obtenir une précision maximale. Le positionnement latéral des échos en multifaisceaux est possible du fait de la configuration interférométrique qui donne une mesure possible de l'angle d'arrivée  $\theta$  (positionnement latéral) de chaque écho à l'intérieur d'un faisceau.

Cependant, l'incertitude sur la provenance angulaire d'un écho dans le lobe principal en longitudinal (angle  $\phi$ ) reste complète du fait de l'absence de mesure de différence de phase correspondante. Cette mesure permettrait de trianguler les échos dans cette dimension angulaire comme cela est fait dans les sondeurs halieutiques fonctionnant en "split-beam" [52].

#### 5.2.2.a Positionnement longitudinal

L'une des hypothèses du SMF bathymétrique est que le lobe d'émission est assez fin pour négliger l'incertitude de positionnement des sondes d'un point de vue longitudinal. Dans le cadre où l'on cherche une seule sonde par faisceau, cela s'avère le plus souvent correct, du fait que la sonde de plus forte amplitude correspond le plus souvent à la portion de cible la plus proche de l'axe du faisceau.

Cependant, il existe des situations où l'on reçoit dans le lobe principal les contributions provenant de plusieurs structures distinctes du fond. La Figure 5.15 illustre une configuration possible de mauvais positionnement longitudinal des sondes.

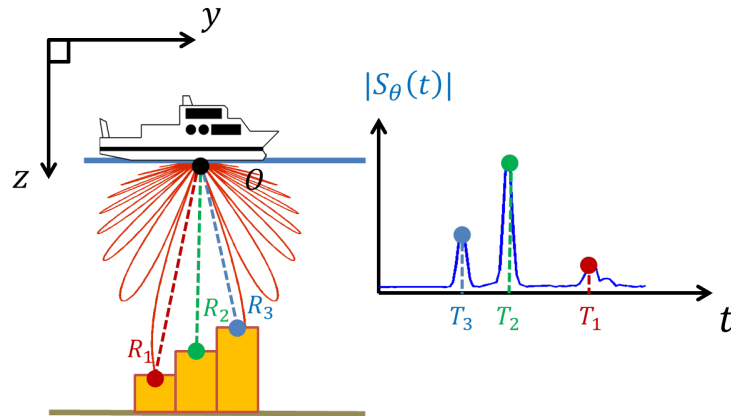


Figure 5.15 – Illustration d'un cas de mauvais positionnement longitudinal des sondes. Toutes les sondes détectées dans le faisceau  $\theta$  seront placées à la verticale du porteur à cet instant.

Afin de confirmer que cette configuration de mesure est plausible, on génère un fond plat uniforme ayant une profondeur de 20 m et comportant une structure en escalier à trois marches au-dessus de laquelle on place un sonar ayant les mêmes caractéristiques techniques qu'un *EM 2040*. Chaque marche fait 30 cm de haut, 20 cm de profondeur et 3,70 m de large. La durée d'émission  $\tau$  utilisée est de 25  $\mu$ s ce qui correspond à une résolution d'environ 18 mm ( $c\tau/2$ ). Les signaux obtenus montrent l'existence de trois échos consécutifs au niveau de l'escalier.

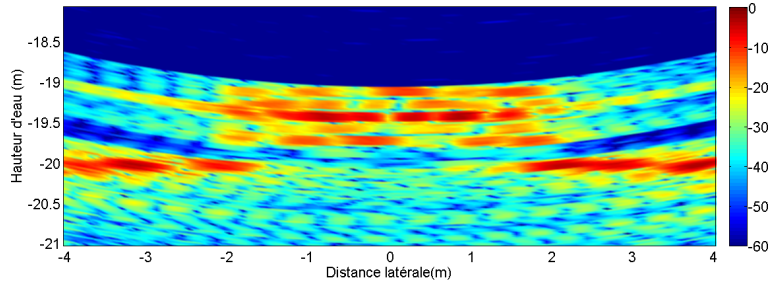


Figure 5.16 – Simulation de signaux SMF sur un escalier comportant 3 marches dans le lobe principal d'émission. On observe trois échos successifs disjoints temporellement en réception.

Des situations semblant correspondre à cette configuration sont retrouvées dans les données *EM 2040* présentées en Figure 5.17.

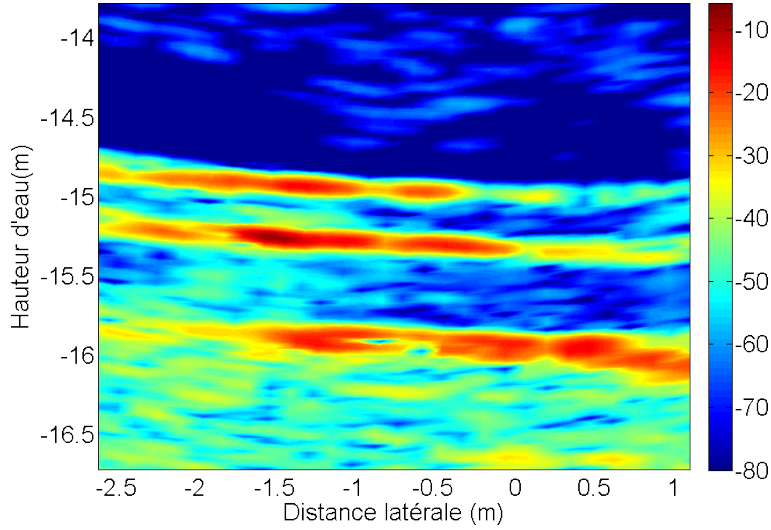


Figure 5.17 – "Escaliers" sur données réelles. Trois échos successifs correspondant à trois "marches".

Dans ce genre de situation, il est possible de détecter trois sondes dans les faisceaux recevant ces échos. Cependant les sondes seront toutes placées selon l'angle de pointage longitudinal du faisceau d'émission, ce qui est incorrect.

Les systèmes bathymétriques actuels ne permettent pas un remplacement plus précis des sondes dans cette dimension angulaire, ce qui introduit des erreurs dans la reconstruction géométrique de la scène. Dans la plupart des configurations de mesure, l'erreur générée sera assez faible, en particulier si un seul écho par faisceau est retenu. Dans le cas de la multi-détection où les échos d'amplitude plus faibles sont considérés, les sondes détectées ne proviennent pas toutes de l'axe du faisceau d'émission.

Dans le cas d'un faisceau d'émission dépointé à  $\phi_0$  et de largeur  $\phi_{3dB}$ , l'incertitude de positionnement longitudinal ramenée à la hauteur d'eau  $\delta y_\phi/H$  dans le lobe principal est majorée telle qu'il suit :

$$\left| \frac{\delta y_\phi}{H} \right| \leq \frac{\tan \phi_{3dB}}{\cos \phi_0} \quad (5.2)$$

L'incertitude en  $\delta H_\phi/H$  résultante est assez faible. Cela donne en première approximation :

$$\left| \frac{\delta H_\phi}{H} \right| \leq \tan \phi_{3dB} \tan \phi_0 \quad (5.3)$$

L'angle de dépointage  $\phi_0$  étant en général très faible, cela n'entraîne pas d'incertitude importante sur l'évaluation de la hauteur d'eau.

Dans l'état actuel des SMF bathymétriques il n'existe pas de structure d'antenne  $R_x$  permettant de corriger l'erreur de mesure issue du positionnement longitudinal des sondes (sauf dans le SMF halieutiques Simrad *ME 70*).

## 5.3 Discussion sur une évolution des SMF bathymétriques pour une mesure multi-cibles

### 5.3.1 Discussion sur une évolution structurelle des SMF

La partie précédente met en évidence des "manques" existants dans les SMF bathymétriques pour une prise en compte facile d'une grande dynamique d'échos ainsi que leur positionnement dans les deux dimensions angulaires. Ces problèmes sont liés à l'existence des lobes secondaires d'antennes à des niveaux relativement hauts, et à l'impossibilité d'avoir une mesure de différence de phase longitudinale dans la configuration d'antenne classiquement utilisée.

Pour pallier ce problème, un SMF halieutique tel que le *ME 70* utilise des antennes rectangulaires effectuant une formation de voie en émission et en réception. Cela permet de combiner les diagrammes d'antennes et de rejeter les lobes secondaires latéraux et longitudinaux deux fois plus bas (en échelle logarithmique) que par la méthode classique de deux antennes linéaires de mêmes dimensions que les cotés du rectangle.

En contrepartie, il est nécessaire d'émettre les faisceaux les uns après les autres, ce qui rend le processus impossible dans le cas d'un SMF bathymétrique du fait du grand nombre de faisceaux très fins formés. Des tests d'utilisations du *ME 70* à des fins bathymétriques ont été menés et ont donné d'excellents résultats [53].

Ici, cependant, on souhaite rester dans la configuration classique des SMF bathymétriques où l'on effectue une seule émission (par secteur d'antenne) et où la formation de voies se fait uniquement en réception.

**Réduction des lobes secondaires d'émission :** Il est tout à fait envisageable techniquement de mettre au point des systèmes réduisant de moitié le niveau des lobes secondaires d'émission à la réception, en prenant une antenne  $R_x$  de même longueur longitudinale que celle d'émission. Comme cela est évoqué dans le paragraphe suivant, cela a l'avantage de pouvoir régler en même temps les problèmes de positionnement longitudinaux intrinsèques aux SMF bathymétriques classiques. Cependant en considérant que l'antenne d'émission et de réception ont initialement la même longueur, cela signifie que le nombre de capteurs sur cette antenne est le carré de celui sur l'antenne initiale.

Ainsi, cela augmente très fortement la complexité des systèmes existant ainsi que leur coût, leur poids et leur dimension. C'est pourquoi cela semble compliqué à l'heure actuelle, et qu'il existe certainement des méthodes moins coûteuses et techniquement plus simples

permettant d'améliorer le fonctionnement des systèmes sans passer par des configurations si complexes. Cela peut éventuellement se faire par la mesure correcte d'une différence de phase dans le sens longitudinal qui permettrait de travailler avec le même niveau de lobes secondaires, tout en pouvant positionner les sondes qui leurs sont éventuellement attribuées.

**Mesure de la phase longitudinale :** Afin d'améliorer la qualité des données bathymétriques, l'évolution structurelle des systèmes évoquée ici concerne l'implémentation d'une mesure de phase longitudinale permettant de placer les échos dans cette dimension.

Cette mesure de phase longitudinale doit lever deux ambiguïtés sur le positionnement longitudinal :

- l'ambiguïté sur le lobe d'émission d'où provient l'écho (mesure de direction d'arrivée de l'ordre de quelques degrés d'angle) (§5.2.1.a),
- l'ambiguïté sur le positionnement à l'intérieur du lobe concerné (mesure de direction d'arrivée de l'ordre du dixième de degré d'angle) (5.2.2.a).

La différence de phase interférométrique entre deux capteurs espacés d'une distance  $d$  à la réception d'une source située à un angle  $\alpha$  est  $\Delta\Phi = \text{mod}(kd \sin \alpha, 2\pi)$ .

Ainsi, sans rentrer dans les considérations liées à la variation du bruit de phase, la définition de  $d$  fournit la zone de mesure non ambiguë de la différence de phase, sachant que plus l'espacement entre capteurs est grand, plus la résolution angulaire de l'interféromètre augmente. En effet la phase évolue plus vite avec l'angle d'arrivée dans cette configuration, ce qui permet d'identifier plus facilement différents angles d'arrivées assez proches.

La configuration d'antenne de réception idéale est celle qui permet de lever les deux types d'ambiguïtés de phase. Comme nous l'avons évoqué auparavant, une antenne de réception rectangulaire dont les dimensions longueur et largeur sont comparables satisfait ces exigences mais augmente très fortement la complexité du système en lui-même.

Du point de vue hydrographique l'une des deux ambiguïtés génère des problèmes bien plus gênants que l'autre. Il s'agit évidemment de l'incertitude liée aux lobes secondaires, et non à celle de positionnement dans le lobe principal. Ces lobes génèrent des artefacts importants sur l'amplitude et la phase interférométrique latérale du SMF.

Ceci est illustré par la Figure 5.18 qui reprend le cas du mât sur fond plat mesuré par un *EM 2040*.

En regardant l'ensemble des échogrammes, l'écho associé au haut du mat approche les -20 dB par rapport à l'écho de fond dans le même faisceau à environ 1,4 m, puis plus intensément environ 0,6 m avant sa position estimée. Cela représente respectivement des angles d'arrivée longitudinaux d'environ 5° et 2,2°.

Ainsi, il est nécessaire de travailler avec un interféromètre non-ambigu sur quelques degrés (5° paraissant un ordre de grandeur correct), ce qui correspond à un espacement inter-capteurs d'environ  $6\lambda$ .

De façon prospective, il est possible d'imaginer un système tel que présenté en Figure 5.19. Un tel système permet d'effectuer une mesure de différence de phase dans le sens longitudinale afin de positionner les échos détectés dans cette dimension angulaire. Le système envisagé est composé d'une antenne d'émission classique et de deux antennes de réception. L'antenne principale de réception est identique aux antennes utilisées sur les systèmes actuels, la seconde peut être une réplique de la première où être légèrement différente.

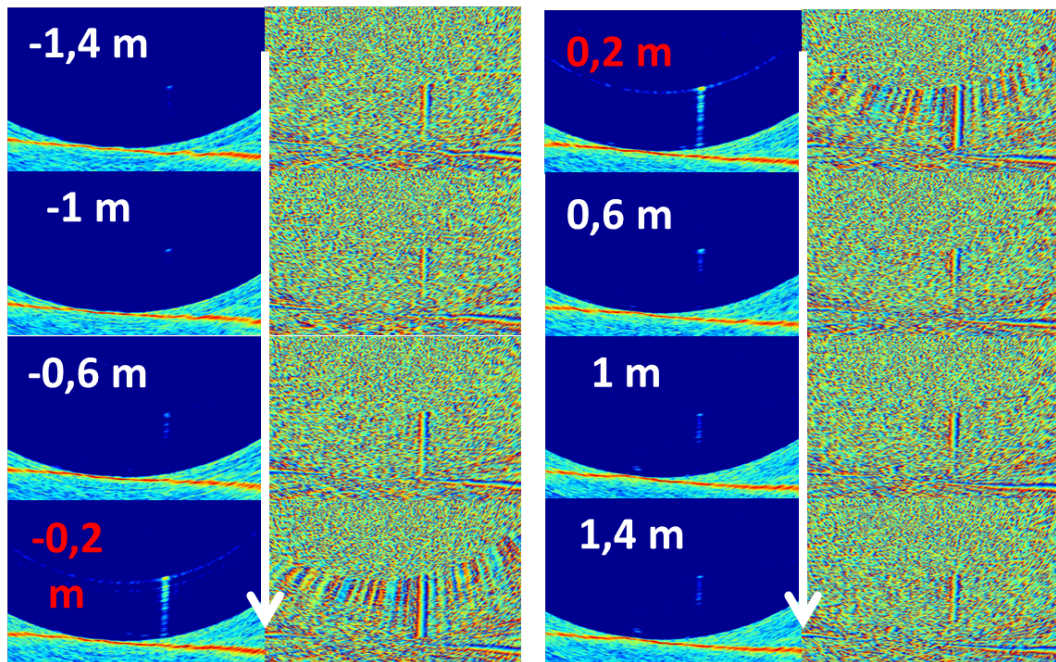


Figure 5.18 – Évolution des échogrammes amplitude et phase à l'approche d'un mât sur données EM 2040. Le mât est visible en amplitude et en phase jusqu'à au moins 1,4 mètres de part et d'autre de sa position estimée. Les distances associées aux échogrammes d'amplitude et de phase indiquent la position longitudinale du porteur par rapport à la position estimée du mât.

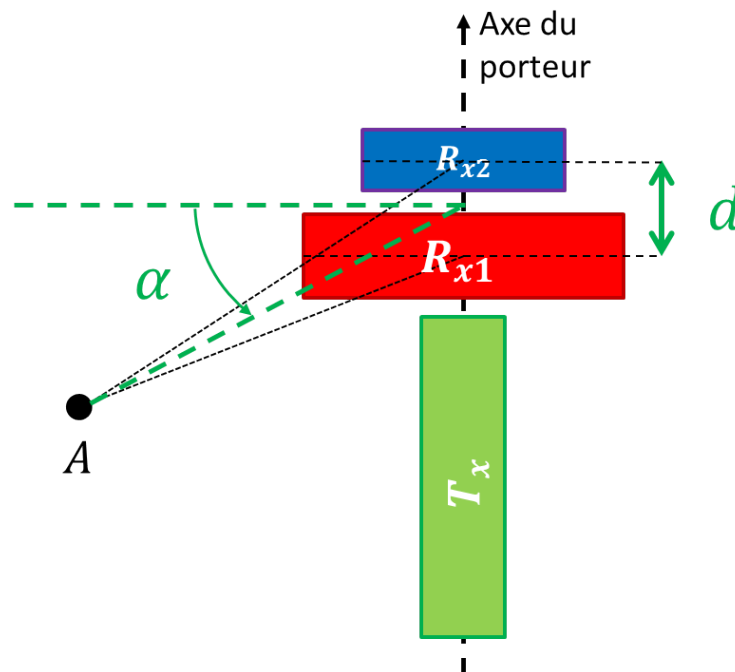


Figure 5.19 – Proposition d'une structure SMF permettant un positionnement longitudinal des échos. Une seconde antenne de  $R_{x2}$  se trouve à une distance longitudinale  $d$  de la première et fait une longueur  $L_2$ , permettant de mesurer l'angle  $\alpha$  par interférométrie avec l'antenne  $R_{x1}$ .

En effet, la seconde antenne peut être plus courte et former des faisceaux plus larges dont on se sert pour faire de l'interférométrie avec des groupements de faisceaux de la première antenne. Le cas limite théorique est le cas de l'antenne  $L_2$  composé uniquement de deux capteurs parfaitement omnidirectionnels servant uniquement de référence pour la phase longitudinale de l'antenne de réception principale et pour lever l'ambiguïté bâbord/tribord sur les échos revenant sur cette antenne.

Ce cas limite fonctionne en théorie, et a été testé avec succès sur signaux et systèmes simulés, mais la mise en œuvre sur système réel demande une étude poussée, notamment en ce qui concerne les hydrophones omnidirectionnels servant de référence de phase longitudinale.

Ici, le but est de mettre l'accent sur la nécessité de fournir des moyens de positionnement longitudinal des sondes à l'utilisateur sonar, surtout avec la perspective de développement des méthodes de multi-détection.

### 5.3.2 Spécification de fonctionnalités de la mesure multi-cibles pour SMF bathymétrique

Les observations faites dans ce chapitre permettent de définir des spécifications nécessaires à la mesure multi-cibles pour les SMF bathymétriques.

**Besoin de la mesure multi-cibles :** Les besoins que nous avons identifiés correspondent tout particulièrement à des situations où la monodétection SMF ne peut assurer la mesure de cibles susceptibles de compromettre la sécurité de la navigation. Dans les situations identifiées comme problématiques, la solution actuelle consiste à effectuer des mesures complémentaires à l'aide d'un monofaisceau afin de repérer les points hauts de la zone. La mise en place de la mesure multi-cibles doit permettre d'éviter ce genre de levé supplémentaire en identifiant les points hauts sur l'ensemble de la fauchée du SMF lors du premier passage.

Un algorithme de détection multi-cibles doit être capable de prendre en compte plusieurs cibles de différentes natures (étendue, isolée ou étendue à une dimension) par faisceau et de les positionner avec une incertitude semblable aux sondes issues de la monodétection.

L'algorithme doit être capable de résoudre les situations décrites en 5.1.2, que l'on peut résumer par les cas suivants :

- plusieurs échos courts disjoints temporellement d'amplitude comparable ;
- plusieurs échos longs provenant de plusieurs cibles étendues dans un même faisceau (exemple chaîne et fond) ;
- un écho court d'amplitude forte temporellement disjoint d'un écho provenant d'une cible étendue (par exemple le sommet du mât et le fond).

Il sera possible de tester l'algorithmique multi-cibles sur des signaux simulés reproduisant ces types de situations avant de les tester à grande échelle sur de vraies données.

Il est concevable que le nombre de fausses détections augmente avec le nombre de cibles prises en compte par faisceau. Cependant, il est important que cette augmentation ne rende pas le travail de l'hydrographe impossible. Il sera donc nécessaire d'évaluer soigneusement cet aspect sur les données générées par cet algorithme.

**Contraintes sur la mesure multi-cibles :** La mesure multi-cibles doit s'effectuer sous un certain nombre de contraintes souvent issues des limitations techniques des SMF bathymétriques actuels. Ces contraintes sont principalement dues à l'absence de positionnement



longitudinal des sondes et à un niveau de lobes secondaires relativement haut (entre -20 et -13,3 dB sur les systèmes classiques). Cela nous oblige à ne considérer les échos que sur une dynamique inférieure au niveau des lobes secondaires d'antenne afin d'être sûr de ne prendre en compte que des échos provenant du lobe principal.

Cet aspect de l'algorithmique est à respecter scrupuleusement sous peine de générer des données mal positionnées et des fausses détections dues aux artefacts de la formation de voies classique.

De manière générale, il est indispensable de prendre en compte le fait que les signaux en provenance des lobes secondaires peuvent avoir un excellent comportement vis-à-vis des algorithmes de détection classique, et qu'il faudra prendre des précautions spécifiques pour éviter de les considérer comme des cibles à part entière.

## Conclusion

Les observations réalisées sur les données de SMF prises dans des environnements multi-cibles nous ont permis d'identifier un besoin réel derrière le développement d'un algorithme de détection multi-cibles. Cet algorithme doit être conçu en prenant en compte les performances des SMF actuels tout en gardant à l'esprit une possibilité d'évolution futur de ces systèmes.

La diversité des échos rencontrés dans ces environnements nous pousse à développer de nouvelles méthodes de traitement afin de détecter de manière sûre les types de cibles existantes.

Par la suite, ces traitements seront développés, leurs impacts sur différents types de signaux seront évalués, puis ils seront enfin testés sur données simulées et réelles.





# 6 Traitements pour la multi-détection

Dans ce Chapitre, nous décrivons les méthodes de traitements ayant permis le développement d'un algorithme de multi-détection. Le travail se base sur les observations réalisées dans le Chapitre 5, dans le but d'adapter les traitements aux situations rencontrées sur les données réelles.

L'algorithme ainsi obtenu a été testé et validé sur données simulées et réelles. Cela a permis d'effectuer une première analyse des avantages de la multi-détection appliquée aux données SMF et des artefacts pouvant en résulter.

## 6.1 Extraction des échos de faibles amplitudes

Dans la Partie 5.1.2, on a constaté l'existence d'échos dont la faible amplitude rend la détection délicate. Dans la suite, des méthodes de traitement prenant en compte les caractéristiques physiques de ces échos sont développées afin de pouvoir les isoler efficacement.

### 6.1.1 Caractérisation spectrale des échos de cibles étendues dans un faisceau

#### 6.1.1.a Hypothèses et modèle d'écho

Le signal interférométrique est issu de la différence de phase entre les deux sous-antennes  $A$  et  $B$  recevant respectivement un signal  $x_A(t)$  et  $x_B(t)$ . Ces signaux sont modélisés en considérant  $n_A(t)$  et  $n_B(t)$  deux bruits gaussiens circulaires indépendants de variance  $\sigma^2$ .

$$\begin{aligned} x_A(t) &= u(t)e^{j\Delta\Phi(t)} + n_A(t) \\ x_B(t) &= u(t) + n_B(t) \end{aligned} \tag{6.1}$$

Le signal interférométrique prend alors la forme suivante :

$$\begin{aligned} x(t) &= x_A \cdot x_B^*(t) \\ &= |u(t)|^2 e^{j\Delta\Phi(t)} + n_A(t)n_B^*(t) + u(t)e^{j\Delta\Phi(t)}n_B^*(t) + n_A(t)u^*(t) \end{aligned} \tag{6.2}$$

On sait que du fait de l'indépendance de  $n_A(t)$  et  $n_B(t)$  et de leur moyenne nulle on a :

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[n_A(t)n_B^*(t)] &= 0 \\ \mathbb{E}[u(t)n_B^*(t)] &= \mathbb{E}[u^*(t)n_A(t)] = 0\end{aligned}\tag{6.3}$$

On a alors :

$$\begin{aligned}\mathbb{E}[x(t)] &= |s(t)|^2 e^{j\Delta\Phi(t)} \\ \mathbb{E}[(x(t) - \mathbb{E}[x(t)])(x(t) - \mathbb{E}[x(t)])^*] &= 2|u(t)|^2 \sigma^2 + \sigma^4\end{aligned}\tag{6.4}$$

Ainsi, le signal interférométrique se comporte comme un signal bruité par un bruit dont l'écart type évolue avec l'enveloppe  $|u(t)|$  du signal initial.

Par approximation, dans le modèle choisi pour la suite, on considère que sur un intervalle temporel suffisamment court en rapport avec la vitesse d'évolution de l'enveloppe le signal est bruité par un bruit gaussien circulaire dont la variance est stable au cours du temps.

Le signal reçu  $x(t)$  est modélisé comme la somme de  $s(t)$  le signal acoustique complexe et  $n(t)$  un bruit gaussien circulaire de densité spectrale de puissance  $N_0/2$  constante au cours du temps, soit :

$$x(t) = s(t) + n(t)\tag{6.5}$$

Dans le cas où le signal correspond à un signal interférométrique provenant d'une cible étendue, le signal  $s(t)$  est supposé de la forme suivante :

$$s(t) = |s(t)| e^{j\Delta\Phi(t)}\tag{6.6}$$

avec :

$$\Delta\Phi(t) = \alpha t + \beta\tag{6.7}$$

où  $\alpha > 0$  correspond à la pente de la rampe de phase associée à l'écho. On note  $t_d = -\alpha/\beta$  le temps correspondant au passage à zéro de la rampe de phase.  $|s(t)|$  est défini tel qu'il suit :

$$|s(t)| = \begin{cases} a(t - t_d) & \text{si } t \in [t_d - T/2, t_d + T/2] \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases}\tag{6.8}$$

où  $a(t)$  décrit la forme de l'écho autour du centre du faisceau (correspondant à  $\Delta\Phi(t) = 0$ ). Dans la pratique la forme  $a(t)$  dépend principalement de la directivité du faisceau, de l'incidence du faisceau sur le fond, de la forme du fond et de la réflectivité à l'intérieur de l'empreinte du faisceau. Les fluctuations de l'enveloppe ne sont pas prises en compte dans ce modèle simplifié, similaire à celui choisi dans l'analyse de performances sonar faite dans [43].

### 6.1.1.b Définitions et principe

Les spectres associés aux composantes  $s(t)$  et  $n(t)$  sont définis par :

$$\begin{aligned} |S_n(f)|^2 &= \frac{N_0}{2} \\ |S_s(f)|^2 &= \left| A(f) * \text{sinc} \left( \pi \left( f - \frac{\alpha}{2\pi} \right) T \right) \right|^2 \end{aligned} \quad (6.9)$$

où  $*$  est l'opérateur de convolution et  $A(f)$  la transformée de Fourier de l'enveloppe  $a(t)$ .

Ainsi, il existe une caractérisation spectrale de l'écho qui nous permet de le différencier du bruit seul.

Dans la pratique, on travaille avec des séries temporelles de signaux numérisés de longueurs finies, ce qui nous oblige à utiliser un estimateur de la puissance spectrale.

Ici, l'estimateur spectral classique utilisé est basé sur la Transformée de Fourier Discrète (**TFD**), le spectrogramme [54]. Le spectrogramme permet une analyse temps-fréquence du signal en calculant la transformée de Fourier discrète du signal sur une fenêtre glissante de longueur choisie  $N$  échantillons. Une estimation du spectre du signal est obtenue à chaque instant, avec une résolution fréquentielle dépendant de la longueur  $N$  de la portion de signal considérée. On a :

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-2i\pi k \frac{n}{N}} \quad \text{pour} \quad 0 \leq k < N \quad (6.10)$$

En première approximation, on considère que la résolution fréquentielle  $\delta f$  du spectrogramme est de l'ordre de  $f_e/N$  pour un signal échantillonné à la fréquence  $f_e$  (dans le cas de l'utilisation d'une fenêtre rectangulaire pour le calcul de la TFD) . Cette résolution définit la distance minimale nécessaire dans le domaine fréquentiel pour être capable de distinguer deux sinusoïdes pures non bruitées et d'amplitude comparable.

Ici, le but n'est pas d'être capable de différencier plusieurs fréquences à un instant donné comme cela peut être nécessaire sur un sonar interférométrique (chacune des fréquences correspondant à une direction d'arrivée différente), mais de distinguer l'existence d'échos disjoints temporellement.

**Distinction des échos par leur bande efficace :** La fréquence centrale du spectre  $f_x$  est obtenue par le barycentre de l'énergie spectrale. La bande efficace  $\Delta f$  du signal  $s(t)$  est définie comme le moment du second ordre de l'énergie spectrale normalisée ramenée en bande de base [43], lorsque celui-ci existe.

Ainsi, avec :

$$S_x(f) = \frac{1}{T} \mathcal{F}(x)(f) \quad (6.11)$$

où  $\mathcal{F}$  désigne l'opérateur de la transformé de Fourier.

On a :

$$\begin{aligned}
f_x &= \frac{\mathbb{E} [\int |S_x(f)|^2 f df]}{\mathbb{E} [\int |S_x(f)|^2 df]} \\
\Delta f_x^2 &= \frac{\mathbb{E} [\int |S_x(f)|^2 (f - f_x)^2 df]}{\mathbb{E} [\int |S_x(f)|^2 df]}
\end{aligned} \tag{6.12}$$

On restreint le calcul de cette largeur efficace à une bande de fréquence  $[-F/2, F/2]$  de largeur  $F$  afin de pouvoir la définir pour tout type de signaux (notamment pour un bruit blanc). Par la suite, on choisira  $F = f_e$  ( $f_e$  fréquence d'échantillonnage du signal) du fait que la TFD décrit le spectre du signal sur cet intervalle (d'après Shannon).

Cette bande efficace est calculée à chaque instant dans le spectrogramme. De plus, la largeur de fenêtre  $N$  correspondant à un intervalle temporel  $T = N/f_e$ , est supposée assez courte pour considérer que l'amplitude du signal  $|s(t)|$  évolue assez peu sur cette durée et peut être approximée par une constante  $A$ .

Ainsi sur l'intervalle considéré, on a :

$$\begin{aligned}
|S_n(f)|^2 &= \frac{N_0}{2} \\
|S_s(f)|^2 &= T^2 A^2 \left| \text{sinc} \left( \pi \left( f - \frac{\alpha}{2\pi} \right) T \right) \right|^2
\end{aligned} \tag{6.13}$$

où  $f \in [-F/2, F/2]$ .

La TFD peut être calculée sur un nombre de points  $N_{TFD}$  supérieur ou égal à  $N$ , en complétant le signal par des zéros. Le spectre calculé en chaque instant est de longueur  $N_{TFD}$ . Dans le cas présent d'application, le calcul de la TFD peut être réalisé sur  $N$  points dans le sens où l'on ne cherche pas à interpoler le spectre calculé.

La fréquence centrale  $f_n$  et la bande efficace  $\Delta f_n$  (sur l'intervalle fréquentiel considéré) associées au bruit seul sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
f_n &= 0 \\
\Delta f_n &= \frac{F}{\sqrt{12}}
\end{aligned} \tag{6.14}$$

Pour le calcul de la fréquence centrale  $f_s$  et de la bande efficace  $\Delta f_s$  associée au signal seul, les approximations suivantes seront effectuées :

$$\begin{aligned}
f_s &\approx \frac{\alpha}{2\pi} \\
\int_{-F/2}^{F/2} |S_s(f)|^2 (f - f_s)^2 df &\approx A^2 \frac{F^2}{2\pi^2 T} \\
\int_{-F/2}^{F/2} |S_s(f)|^2 df &\approx A^2 F
\end{aligned} \tag{6.15}$$

où  $\alpha$  est en radians par seconde et correspond à la pente de la rampe de phase analysée (6.7), et en admettant que  $\alpha < 2\pi f_s$ . Ceci est le cas lorsque l'on considère une rampe de phase non ambiguë et de quelques dizaines de points.

D'où, en reportant (6.15) dans (6.12) :

$$\Delta f_s \approx \sqrt{\frac{F}{2\pi^2 T}} \quad (6.16)$$

Enfin, pour le signal complet  $x(t)$  :

$$\begin{aligned} f_x &= \mathbb{E} \left[ \int |S_x(f)|^2 f df \right] \approx f_s \\ \int_{-F/2}^{F/2} |S_x(f)|^2 (f - f_s)^2 df &\approx \frac{N_0}{2} \frac{F^3}{12} + A^2 \frac{F^2}{2\pi^2 T} \\ \int_{-F/2}^{F/2} |S_x(f)|^2 df &\approx \frac{N_0}{2} F + A^2 F \end{aligned} \quad (6.17)$$

On pose alors  $d^2 = \frac{A^2}{N_0/2}$ ,  $F = f_e$  et on en déduit l'évolution de la largeur de bande efficace du signal complet  $x(t)$  en fonction du RSB et la fréquence d'échantillonnage du signal :

$$\Delta f_x \approx \sqrt{\frac{1}{1 + d^2} \left( \frac{f_e^2}{12} + d^2 \frac{f_e}{2\pi^2 T} \right)} \quad (6.18)$$

Cette formule est validée en simulation (Figure 6.1) , sous les hypothèses faites au §6.1.1.a.

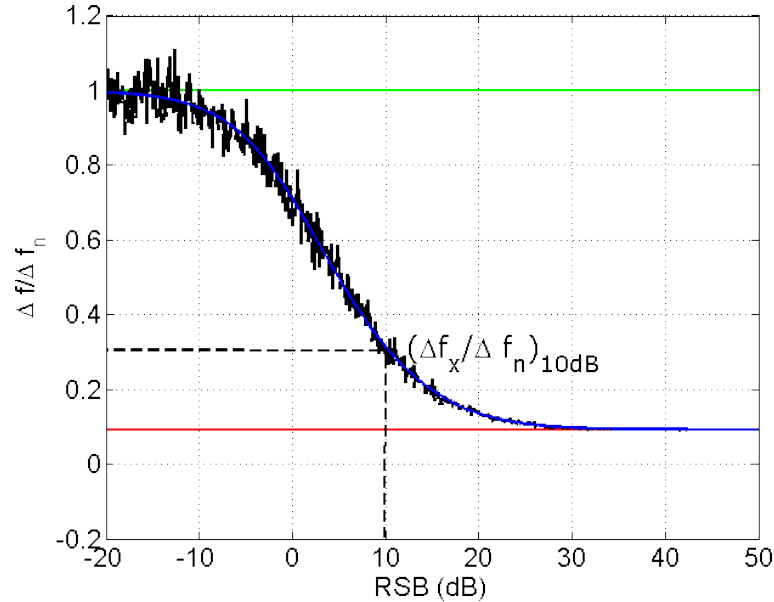


Figure 6.1 – Bande efficace du signal en fonction du RSB normalisée par la bande du bruit seul. *Vert* : limite du bruit seul ; *Rouge* : limite pour RSB infini  $= \sqrt{\frac{6}{\pi^2 f_e T}}$  ; *Bleu* : formule (6.18) ; *Noir* : Bande efficace sur données simulées. Conditions de simulation  $f_e = 10$  kHz,  $T = 7$  ms. La valeur correspondant à un RSB de 10 dB est ici :  $(\Delta f_x / \Delta f_n)_{10dB} = 0,32$

Ainsi, même pour des RSB relativement faibles, il est possible de distinguer le signal du bruit. Pour un RSB de 10 dB (Figure 6.18), la bande efficace représente environ 1/3 de la

bande du bruit seul ce qui permet de la distinguer efficacement, sans avoir à tenir compte de l'amplitude du signal associé.

### 6.1.1.c Test sur données réelles

On reprend l'exemple présenté en §5.1.2.b, en s'intéressant en particulier à un faisceau interceptant simultanément le fond et la chaîne (Figure 6.2)

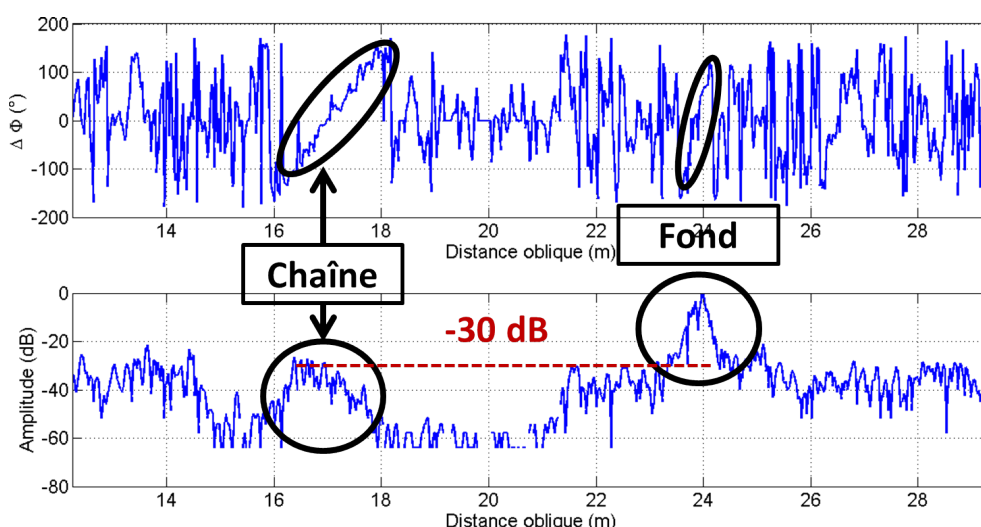


Figure 6.2 – Signal dans un faisceau interceptant une chaîne et le fond. L'amplitude de l'écho de chaîne se trouve 30 dB en dessous de celui correspondant au fond. Les deux rampes de phases sont très bien définies dans les deux cas.

L'amplitude de l'écho de chaîne étant à environ -30 dB par rapport au maximum du signal dans le faisceau, il n'est pas possible de l'isoler par un seuillage classique. On effectue donc sur ce faisceau un calcul de la bande efficace du signal dont le résultat est présenté en Figure 6.3.

Seuls les échos dont la bande efficace correspond à un écho de RSB supérieur à 10 dB (limite rouge sur la Figure 6.3) seront pris en compte, ce qui permet de sélectionner deux intervalles temporels contenant des échos de ce type dans le faisceau considéré. Le premier correspond à l'écho de la chaîne de mouillage, tandis que le second correspond au fond de la mer.

Dans ce cas précis, la caractérisation spectrale des signaux nous a permis d'isoler deux échos. L'un d'entre eux ayant une amplitude faible pose problème aux méthodes de détection classiques. La qualité de la phase qui lui est associée révèle en fait un excellent RSB. Ceci est détecté par la finesse du spectre associé à l'écho et l'intervalle temporel correspondant est marqué comme contenant une cible potentielle.

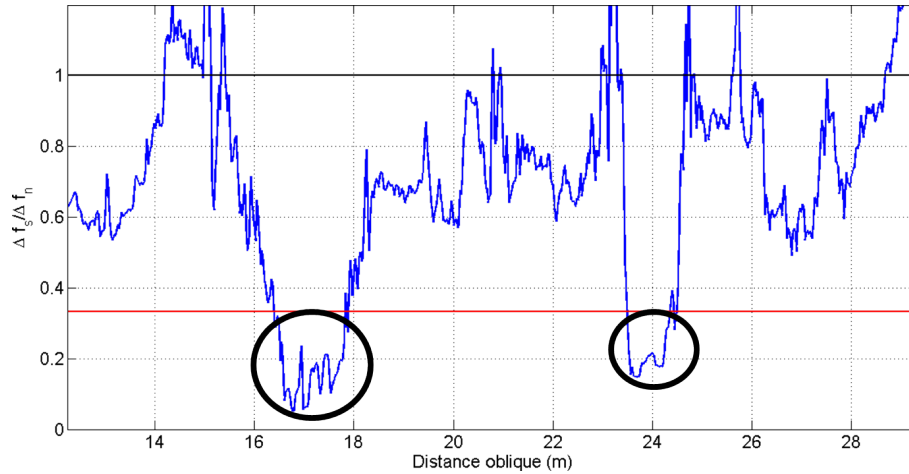


Figure 6.3 – Bande efficace normalisée d'un faisceau interceptant une chaîne et le fond (faisceau présentée en Figure 6.2). *Noir* : limite du bruit seul ; *Rouge* : limite pour RSB=10 dB ; Dans les conditions d'acquisitions et de fenêtrage présentée ici, la limite se trouve à  $\approx 0,33$ . *Cercles noirs* : intervalles temporels contenant un écho correspondant au critère de largeur spectrale avec un seuil de RSB à 10 dB. Ici on sélectionne deux échos.

### 6.1.2 Caractérisation inter-faisceaux des échos de cibles isolées et cibles étendues à une dimension

#### 6.1.2.a Définitions et principe

Une cible pourra être considérée comme ponctuelle vis-à-vis du sondeur si toutes ses dimensions sont petites devant celles du volume d'ambiguïté défini par la largeur du faisceau et la durée du signal  $T$  à la distance où elle se trouve. Typiquement, en considérant un faisceau d'ouverture  $\theta \times \theta$  et une cible  $A$  de dimension d'ordre de grandeur  $l$  situé à une distance  $R$ ,  $A$  sera considérée isolée si  $l < R\theta$  et  $l < cT/2$ .

Par extension, les cibles étendues à une dimension sont définies comme les cibles dont une seule des trois dimensions est plus grande que celle du faisceau à une distance donnée.

On considèrera que ces cibles se comportent comme une série de cibles isolées mises bout à bout suivant la plus grande des dimensions. On y retrouvera les mâts, les chaînes, et beaucoup de cibles potentielles présentes en environnement multi-cibles et notamment sur les épaves.

De par leurs faibles sections géométriques, ces deux types de cibles ont souvent des réponses dont l'amplitude est relativement faible en comparaison à celles des cibles étendues classiques (surface du fond de la mer). Cependant, les caractéristiques inter-faisceaux de la phase des signaux provenant de telles cibles peuvent nous permettre de les identifier.

En effet, la différence de phase  $\Delta\Phi$  entre les deux sous-antennes du sondeur pour des signaux provenant d'une cible isolée située à une distance  $R$ , vue sous un angle  $\theta_{cible}$ , dans un faisceau pointé à l'angle  $\theta$  est (2.4) :

$$\Delta\Phi(\theta, R) = kd(\sin \theta - \sin \theta_{cible}) \quad (6.19)$$

où  $k$  est le nombre d'onde associé au sondeur et  $d$  l'espacement des centres des deux sous-antennes.



Ainsi, la variation de différence de phase à distance oblique constante est caractérisée par :

$$\frac{\partial \Delta \Phi(\theta, R)}{\partial \theta} = kd \cos \theta \quad (6.20)$$

Et dans le cas de la cible isolée :

$$\frac{\partial \Delta \Phi(\theta, R)}{\partial R} = 0 \quad (6.21)$$

A partir de ce résultat, on va pouvoir rechercher les zones de la colonne d'eau où la variation de différence de phase inter-faisceaux correspond à la relation (6.20).

### 6.1.2.b Application

Un niveau limite de fluctuation de phase est fixé en le calculant en rapport à un RSB donné. Ce RSB limite est obtenu tel que décrit dans [5] par la formule approchée suivante (valable dans le cas des RSB supérieurs à 10 dB) :

$$\delta \Delta \Phi^2 = \frac{E - \ln d}{d} \quad (6.22)$$

où  $d$  est le RSB , et  $E \approx 2,571$ .

Ainsi un RSB de 20 dB correspond à une incertitude de la mesure de phase  $\delta \Delta \Phi$  d'environ 15 °. Dans la suite, on note cette valeur  $\delta \Delta \Phi_{RSB}$

Pour trouver les échos correspondant aux cibles ayant des caractéristiques de cibles isolées ou étendues à une dimension, on va chercher les valeurs de  $\Delta \Phi$  telles que :

$$\left| \text{mod} \left( \left( \frac{\partial \Delta \Phi(\theta, R)}{\partial \theta} - kd \cos \theta \right) d\theta, 2\pi \right) \right| < \delta \Delta \Phi_{RSB} \quad (6.23)$$

De cette façon, les zones de la colonne d'eau dont la variation de la différence de phase en fonction de l'angle suit ce que prédit la formule (6.20) sont retenues, avec une tolérance de fluctuation plausible autour de cette valeur.

Cette méthode est appliquée en prenant un  $\delta \Delta \Phi_{RSB}$  correspondant à un RSB de 20 dB sur un ping de données *EM 2040* où se trouve une cible étendue à une dimension (vraisemblablement une chaîne). La Figure 6.4 illustre le résultat obtenu.

Le masque obtenu permet d'isoler de manière assez efficace la zone où se trouve la chaîne, là où un seuillage classique échoue du fait de la très faible amplitude associée à son écho. Les échos parasites du masque peuvent être ensuite éliminés en considérant uniquement les échos dont la largeur angulaire à distance oblique constante correspond au minimum à l'ouverture à  $-n$  dB d'un faisceau ( $-n$  étant un seuil définissant la sélectivité du traitement). La prise en compte supplémentaire de la largeur angulaire apporte une information a priori qui permet d'invalider les zones correspondant à des fluctuations de la phase qui remplissent les conditions de l'équation (6.23) sans correspondre à une réalité physique.

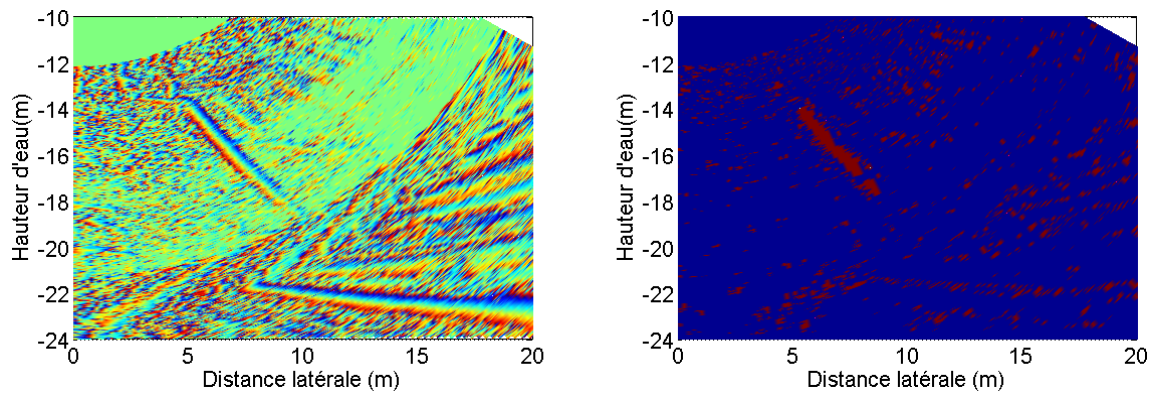


Figure 6.4 – Caractérisation inter-faisceaux d'une cible étendue à une dimension. *Gauche* : données d'origine ; *Droite* : masquage par caractérisation inter-faisceaux. Les zones en rouge passent le test de l'équation (6.23), les zones en bleu sont rejetées.

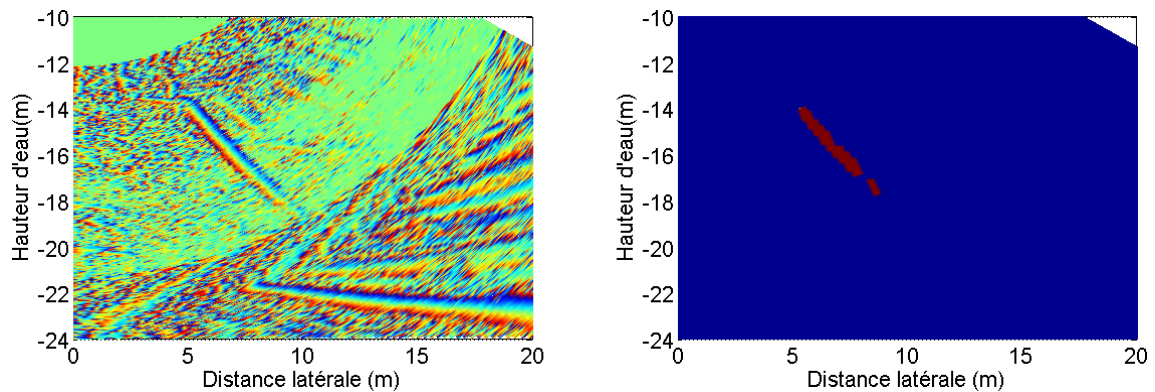


Figure 6.5 – Caractérisation inter-faisceaux d'une cible étendue à une dimension avec prise en compte de la largeur angulaire de l'écho considérée ici à -6 dB. *Gauche* : données d'origine ; *Droite* : masquage par caractérisation inter-faisceau. Les zones en rouge passent le test de l'équation (6.23) et le test de la largeur angulaire, les zones en bleu sont rejetées.

La Figure 6.5 présente le résultat obtenu en exigeant une largeur angulaire minimale correspondant à la largeur des faisceaux à -6 dB.

De cette manière, les zones contenant les échos provenant des cibles isolées et des cibles étendues à une dimension sont isolées.

Cette méthode permet la détection et la caractérisation d'un type de cible particulier. Il est intéressant de stocker cette caractérisation en plus de la valeur de la sonde afin de pouvoir revenir sur ces cibles.

Par la suite, les zones de l'échogramme identifiées comme contenant un écho provenant de ce type de cible sont intégrées dans l'algorithme de détection décrit dans la partie suivante.

## 6.2 Filtrage à largeur de bande évolutive applicable aux signaux de SMF

Afin de mettre en place une évaluation correcte du nombre de cibles à considérer dans chaque faisceau, il est nécessaire de filtrer les signaux complexes de manière à atténuer les échos non souhaités (spéculaire, lobes secondaires) en conservant ou amplifiant les échos recherchés. On se basera sur les caractérisations des signaux effectuées au Chapitre 2.

### 6.2.1 Principe

Ce filtrage a pour but de pouvoir appliquer un masque binaire de détection des échos. Il doit permettre de mener à une segmentation de l'échogramme écho par écho.

Le principe du filtrage à largeur de bande évolutive se base sur le fait que l'amplitude du signal acoustique rétrodiffusé est atténuée en  $\exp(-2\gamma R)/R^2$  ( $R$  étant la distance oblique à l'antenne et  $\gamma$  l'absorption) mais que le bruit additif  $n(t)$  reste à un niveau constant au cours du temps. On souhaite définir un traitement conservant un niveau minimal de RSB au cours du temps afin de pouvoir distinguer plus facilement les échos du bruit et de segmenter les parties de la colonne d'eau les contenant.

L'idée est d'effectuer un filtrage sur l'amplitude du signal réduisant la variance du bruit et conservant le niveau du signal afin de conserver un RSB constant. Le modèle repris ici pour le signal est le même que celui développé dans la section 6.1.1.a.

En première approximation le signal complexe en provenance d'une cible étendue et reçu par le sonar peut être considéré comme la somme de deux contributions  $s(t)$  le signal acoustique et  $n(t)$  un bruit blanc circulaire gaussien centré de variance  $\sigma^2$  constante au cours du temps, soit :

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (6.24)$$

Sous ces hypothèses, le RSB va diminuer avec l'augmentation de  $R$ . En se plaçant à une distance  $R(t_0)$  de l'antenne, un RSB donné associé à cette distance  $R(t_0)$  est défini. Si l'on veut conserver ce RSB pour des valeurs de  $t > t_0$ , on va devoir débruiter le signal à l'aide d'un filtrage de largeur  $p(t)$ .

D'après l'équation du sonar, et en négligeant la variation angulaire de l'indice de rétro-diffusion, l'amplitude  $a(t)$  du signal varie en :

$$a(t) = a(t_0) \frac{e^{-4\gamma(R(t)-R(t_0))}}{R^3(t)/R^3(t_0)} \quad (6.25)$$

pour  $t > t_0$ .

On peut en déduire une variation plausible du RSB en fonction du temps :

$$\begin{aligned} RSB(t) &= \frac{\mathbb{E}[|s(t)|^2]}{\mathbb{E}[|n(t)|^2]} \\ &= \frac{\mathbb{E}[|s(t_0)|^2]}{\sigma^2} \frac{e^{-4\gamma(R(t)-R(t_0))}}{R^3(t)/R^3(t_0)} \end{aligned} \quad (6.26)$$

En appliquant un filtre moyennneur de largeur  $p$  sur l'amplitude du signal  $x(t)$ , la variance du bruit sur le signal d'amplitude  $(\frac{4-\pi}{2}\sigma^2)$  en sortie de filtre est divisée par  $p$ .

En effet, du fait que  $\mathbb{E}[n(t)n(u)] = \delta_{t,u}\sigma^2$  :

$$\begin{aligned}\text{Var}\left(\frac{1}{p}\int_t^{t+p}|n(u)|du\right) &= \frac{1}{p^2}\left(\int_t^{t+p}\text{Var}(|n(u)|)du\right) \\ &= \frac{\frac{4-\pi}{2}\sigma^2}{p}\end{aligned}\tag{6.27}$$

Sur l'amplitude de la partie déterministe du signal  $s(t)$ , le filtre a l'effet d'un filtre moyennneur classique et conserve le niveau moyen du signal sur la fenêtre temporelle  $p$ .

Ainsi, pour conserver un RSB constant à partir de l'instant choisi  $t_0$ , on doit appliquer un filtre moyennneur de largeur  $p(t)$  dépendant du temps échantillonné  $t$ . La largeur de filtre évoluant avec l'instant de réception est alors définie pour les instants supérieurs à  $t_0$  par :

$$p(t) = \left(\frac{t}{t_0}\right)^3 e^{2\gamma c(t-t_0)}\tag{6.28}$$

En pratique, l'instant  $t_0$  est choisi en détectant l'instant de premier retour du signal sur l'ensemble de la fauchée, puis on applique le filtrage évolutif à la suite des signaux temporels dans chaque faisceau. Ceci permet d'avoir un débruitage homogène de la donnée d'amplitude pour le calcul des futurs masques de détection (§6.1). Ce type de filtre a aussi pour caractéristique de conserver la résolution temporelle à faible distance et fort RSB.

Cette notion de conservation de la résolution temporelle est critique dans la définition des méthodes de détection.

### 6.2.2 Application

Cette méthode de filtrage à bande évolutive sur l'amplitude du signal est appliquée sur un ping des données d'épaves *EM 2040*.

La Figure 6.6, montre l'évolution de la largeur de filtrage sur ces données en fonction de la distance oblique. Sur cet exemple, on a appliqué un filtrage préalable minimum de longueur 2 échantillons, qui correspond ici au nombre d'échantillons dans une impulsion.

La Figure 6.7 présente le résultat du filtrage sur l'ensemble de la colonne d'eau en vis-à-vis des données non-filtrées.

Le but escompté est d'obtenir une meilleure définition du contour de l'enveloppe du signal provenant des différentes cibles dans la colonne d'eau. Ceci doit permettre une première segmentation de cette dernière, afin de réduire la zone de recherche des échos, le tout en conservant une résolution temporelle suffisante pour différencier les échos courts proches et disjoints.

La Figure 6.8 montre l'évolution du contour à -30 dB (pris par rapport au maximum sur l'ensemble de l'échogramme) sur les données avant et après filtrage évolutif.

Le nouveau contour est moins fluctuant et plus continu sur l'ensemble de l'écho correspondant au fond, et assez peu modifié sur l'épave. La zone à l'intérieur du nouveau contour

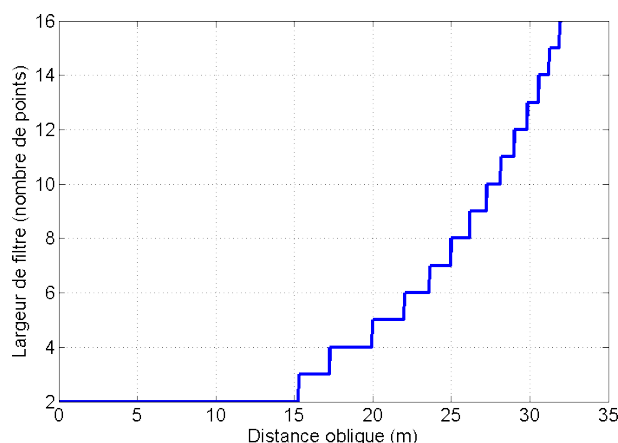


Figure 6.6 – Variation de la largeur de filtrage en fonction de la distance oblique (en nombre d'échantillons) basée sur le calcul de la formule (6.28).

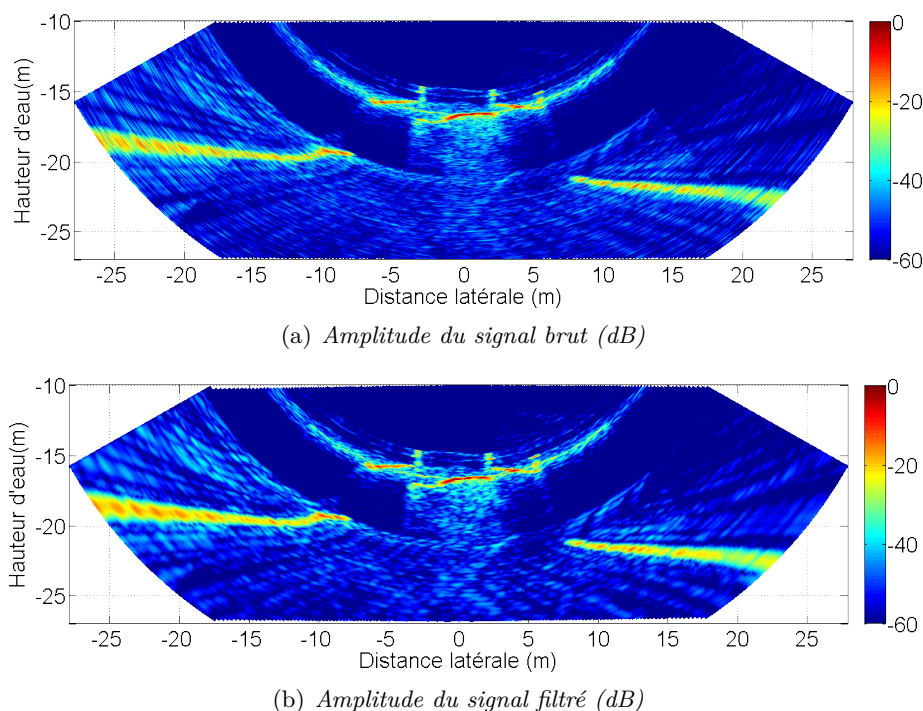


Figure 6.7 – Amplitude du signal avant (haut) et après (bas) filtrage par un filtre de largeur évolutive. L'échogramme montre la présence d'une épave sur fond plat. Le but est d'améliorer la définition des contours d'échos issus des différentes cibles présentes dans la scène.

semble contenir la plupart des échos intéressants de cet échogramme, tout en gardant une résolution suffisante au niveau de l'épave pour distinguer les différentes structures (plusieurs niveaux de ponts et bastingages). Le filtrage semble donc bien adapté à l'utilisation dans un algorithme visant à distinguer les échos provenant de différents types de cibles.

Nous verrons par la suite de quelle manière nous l'utiliserons dans un algorithme de multi-détection.

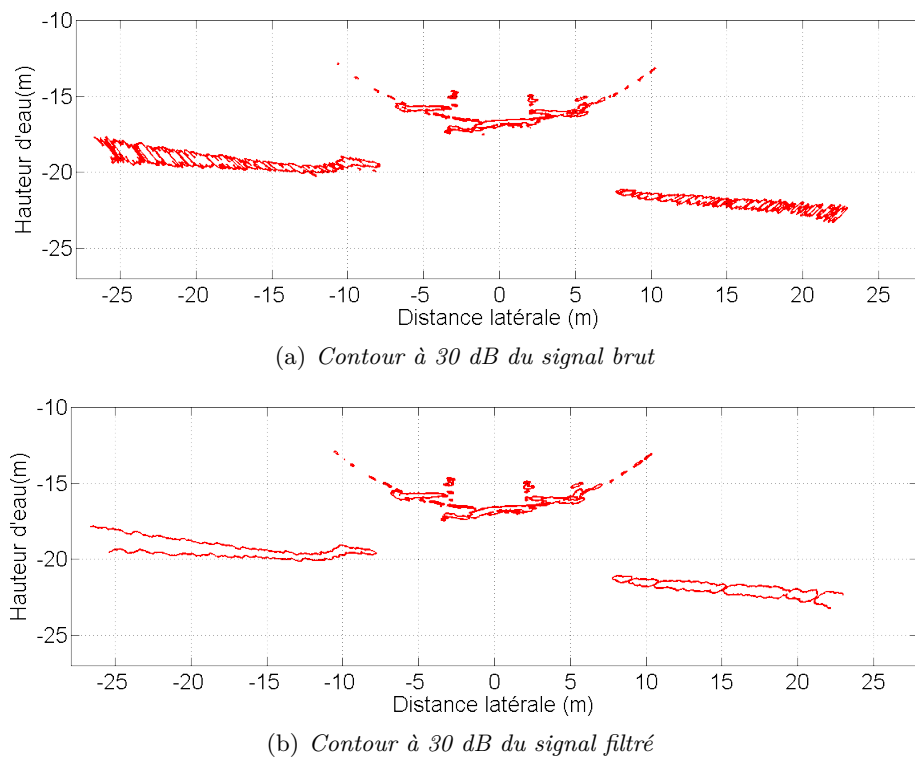


Figure 6.8 – Contour à -30 dB (choix arbitraire par rapport au maximum sur l'ensemble de l'échogramme) sur l'amplitude du signal avant (haut) et après (bas) filtrage par un filtre de largeur évolutive. Les signaux sont ceux de la Figure 6.7. Les contours d'échos extraits de la donnée filtrée ont une meilleure continuité et conservent moins d'artefacts (échos spéculaires).

## 6.3 Description de l'algorithmique de détection multiple

Les méthodes de traitement développées dans les parties et chapitres précédents ont été utilisées pour réaliser un algorithme complet de multi-détection qui a été testé sur données simulées puis sur plusieurs jeux de données réelles.

### 6.3.1 Vue d'ensemble de l'algorithme pour un ping

L'algorithme fonctionne de manière indépendante d'un ping à un autre sans supposer de continuité physique dans le fond de la mer et les structures sous-marines rencontrées. Cette méthodologie exige une attention particulière du fait du risque important de fausses détections à chaque ping. Cependant, dans l'optique de mettre en œuvre des méthodes de mesure assurant la détection de cibles très locales, il importe de préserver la possibilité que certains objets de la colonne d'eau ne puissent être vus que dans un seul ping ou même un seul faisceau.

#### 6.3.1.a Description résumée

Les points-clefs du traitement sont les suivants :

- estimation du nombre de cibles par faisceau,
- extraction des zones contenant les échos.

L'estimation du nombre de cibles par faisceau vise à éviter la détection d'un trop grand nombre d'échos à chaque angle de pointage. Cette estimation est effectuée préalablement à l'extraction des zones de la colonne d'eau contenant les échos afin de déterminer le nombre d'intervalles disjoints à prendre en compte. En pratique, on réalise deux estimations conjointes du nombre de cibles. L'une d'elle fournit une estimation du nombre d'échos disjoints dont les caractéristiques correspondent à une détection par l'amplitude (cibles étendues classiques) et l'autre une estimation du nombre de cibles temporellement disjointes dont les caractéristiques se prêtent plutôt à un traitement en phase (cibles étendues classiques et cibles isolées ou étendues à une dimension). Une approximation de leurs positions (que nous appellerons position grossière) est aussi calculée pour chacune des cibles afin d'effectuer par la suite un recoupement avec l'extraction des zones qui suit.

Lors du processus d'extraction, les zones contenant des échos provenant de cibles étendues et de cibles isolées ou étendues à une dimension sont différenciées afin d'appliquer le traitement adéquat pour le positionnement de ces échos par la suite. Les seuls intervalles temporels retenus dans chaque faisceau sont ceux ayant une intersection non vide avec la position grossière des échos fournie par l'estimation du nombre de cibles lors de l'étape précédente.

La Figure 6.9 donne le synoptique complet de l'algorithme.

Chaque faisceau est associé à  $N_{Amp}$  sondes provenant de détections en amplitude et de  $N_{\Phi}$  sondes provenant de détections sur la phase interférométrique. Les  $N_{\Phi}$  sondes portent une information supplémentaire sur leur nature, à savoir si elles sont issues du traitement privilégiant les échos de cibles surfaciques ou les échos de cibles ponctuelles et étendues à une dimension.

Chacune de ces sondes est accompagnée de son QF qui a été calculé au cours de sa détection.

L'utilisation (Figure 6.9) des informations de conditions de mesure et de paramétrage du sondeur est essentiel au bon fonctionnement de l'algorithme. En effet, chaque traitement se base sur un modèle physique du signal et s'adapte au sondeur ainsi qu'au milieu. Sans ces informations, le paramétrage des traitements est impossible et l'implémentation d'une algorithmique robuste et portable entre différents systèmes n'est pas envisageable.

### 6.3.1.b Illustration sur un ping

La Figure 6.10 illustre le processus de traitement mis en œuvre sur un ping d'*EM 2040* en se limitant à la zone contenant une épave. Le ping choisit contient différentes natures de cibles ainsi que des conditions propices au multi-cibles.

Sur cette figure, chaque étape de traitement est illustrée par son résultat sur la colonne d'eau en amplitude et en phase. Le résultat final obtenu dans ce cas propose au maximum deux solutions par faisceau pour l'amplitude et pour la phase, tel que le recommande l'estimation du nombre de cibles réalisée en parallèle du traitement d'extraction des échos de cibles.

Le résultat obtenu semble satisfaisant et sera observé de façon détaillée sur un plus grand nombre de pings dans les parties qui suivent. Dans un premier temps, les fonctions principales de l'algorithme sont détaillées afin de faire le lien avec les traitements développés précédemment.

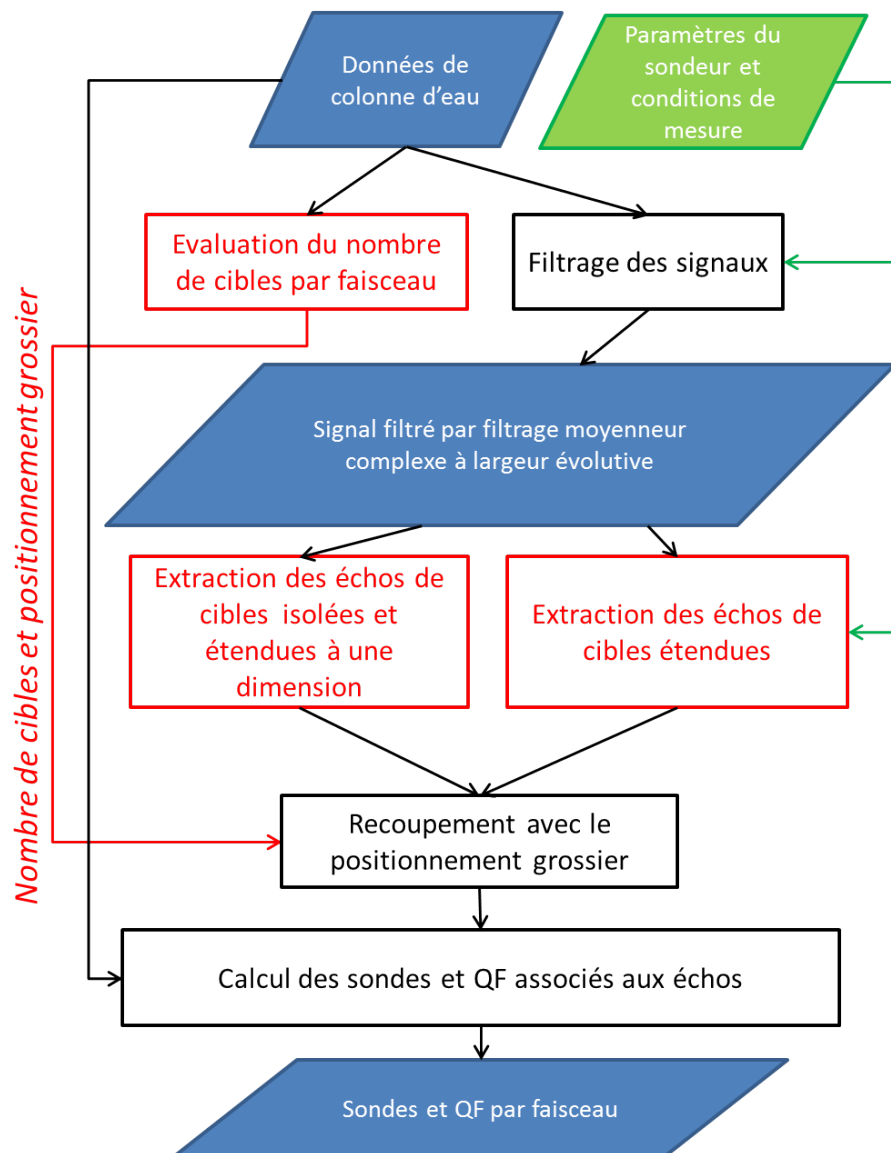


Figure 6.9 – Synoptique de l'algorithme de multi-détection proposé.

### 6.3.2 Fonctions principales de l'algorithme

Les fonctions principales de l'algorithme détaillées dans cette partie sont les suivantes :

- l'estimation du nombre de cibles,
- l'extraction des zones contenant les échos,
- le positionnement des sondes correspondant aux échos.

#### 6.3.2.a Estimation du nombre de cibles

L'estimation du nombre de cibles repose sur la méthode de caractérisation spectrale des échos décrite dans 6.1.1. Cette estimation est réalisée de deux façons différentes afin de distinguer les échos adaptés à un traitement en amplitude et ceux adaptés à un traitement en phase.



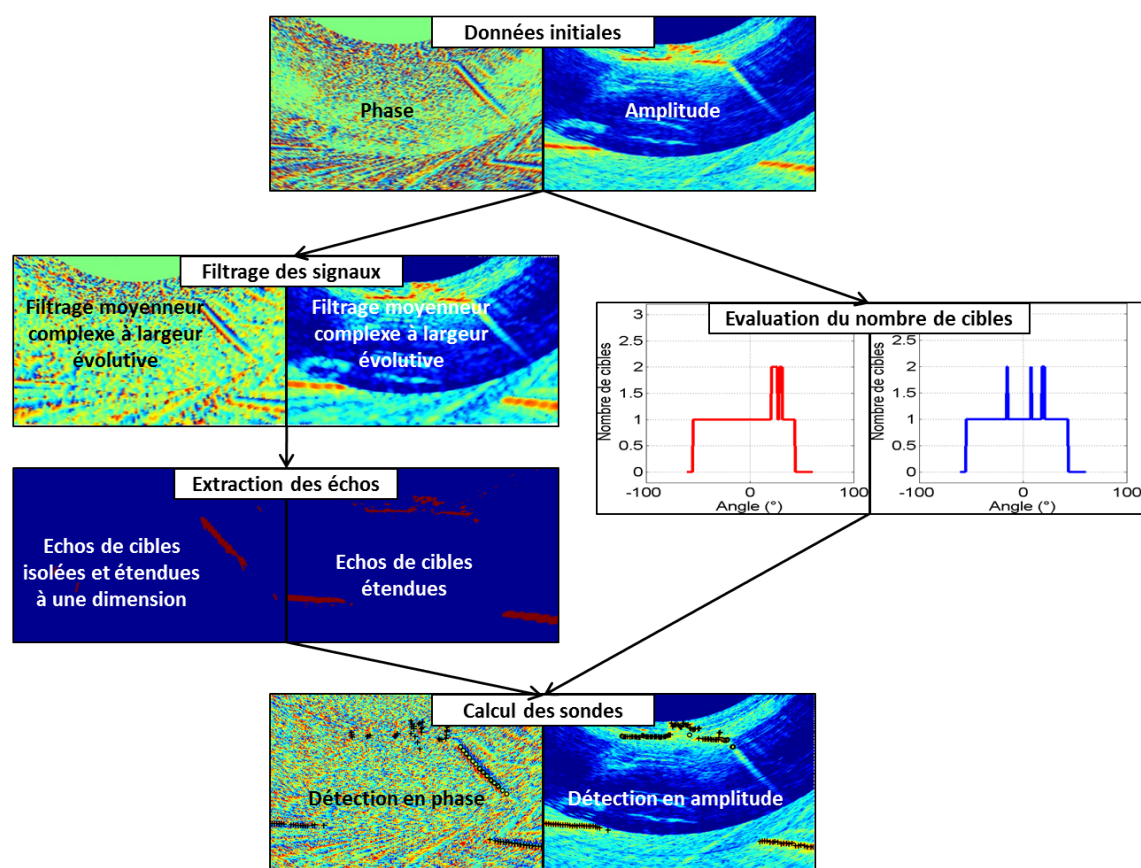


Figure 6.10 – Chaîne de traitement associée à un ping d'EM 2040. Les principales fonctions de la Figure 6.9 y sont reprises en association avec le résultat du traitement sur les données.

Les échos adaptés à un traitement sur l'amplitude sont les suivants :

- les échos issus de cibles étendues, en particulier celles vues sous un angle d'incidence proche de la verticale,
- les échos issus de cibles isolées générant une réflexion spéculaire ou ponctuelle (sommet d'un mât par exemple).

Les échos adaptés à un traitement sur la phase interférométrique sont les suivants :

- les échos issus de cibles étendues vues sous un angle rasant (angle supérieur à typiquement  $20^\circ$ ),
- les échos issus de cibles étendues à une dimension.

**Estimation du nombre de cibles adaptées à un traitement sur l'amplitude :** Les échos générés par ces cibles sont potentiellement courts, ce qui force à conserver une résolution temporelle assez fine lors du calcul du spectrogramme. Par la suite la résolution temporelle choisie sera notée  $T_t$ , correspondant à un nombre de points  $N_t$  sur le signal numérique.

L'important est de trouver le juste milieu entre l'utilisation d'une résolution temporelle fine et l'utilisation d'un nombre de points suffisant pour le calcul glissant du spectrogramme.

En pratique, les échos ont une certaine contiguïté angulaire liée au recouvrement à -3 dB des faisceaux, et on prend donc  $N_t$  échantillons temporels sur  $N_b$  faisceaux consécutifs pour construire le spectre de sorte que le produit  $N_t \times N_b$  soit de l'ordre de grandeur de quelques dizaines d'échantillons.

En travaillant sur le spectrogramme plutôt que directement sur le signal d'amplitude, on introduit un gain de traitement proportionnel à la longueur  $T_t$  de la fenêtre utilisée pour le calcul du spectrogramme (voir Formule 6.13), ceci en tirant avantage de la signature en phase du signal. Les parties contenant du signal sont ainsi plus distinctes des parties contenant uniquement du bruit.

La suite du traitement consiste à réaliser un seuillage du spectrogramme à un niveau supérieur aux lobes secondaires, et à compter les intervalles temporels disjoints contenant du signal supérieur à ce seuil. Le choix du seuil s'effectue en fonction du rejet des lobes secondaires du système. Un seuil à 13,3 dB correspondant aux lobes secondaires d'une antenne plane non pondérée peut servir de base si l'on ne connaît pas la pondération appliquée aux capteurs.

La Figure 6.11 présente le résultat de l'estimation sur le groupement de faisceaux interceptant l'épave.

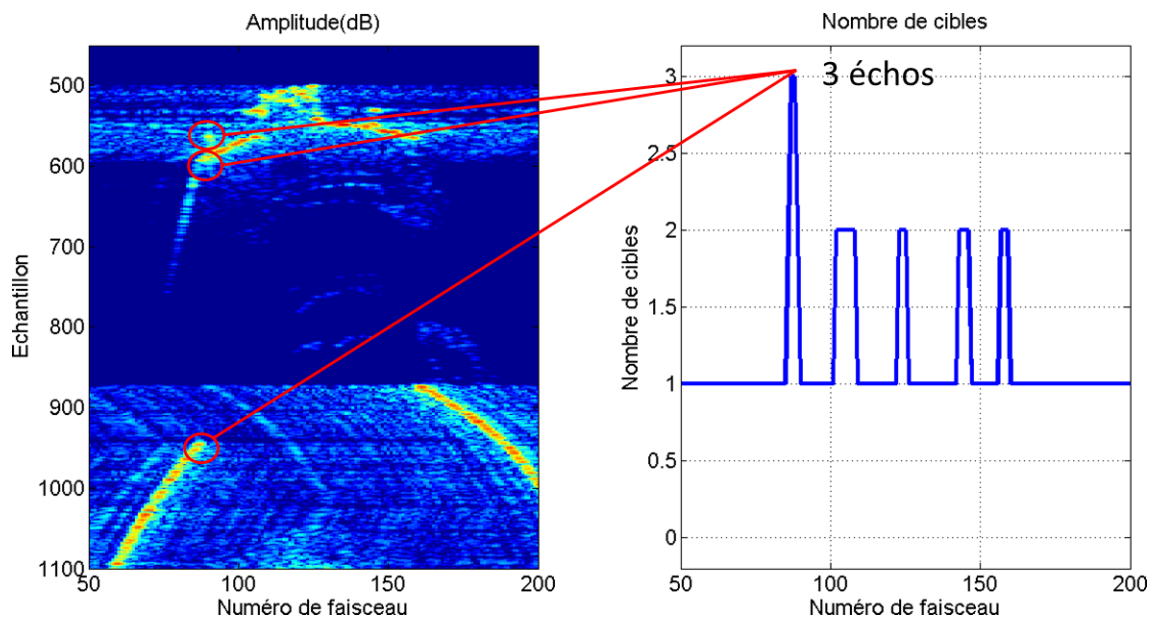


Figure 6.11 – Estimation du nombre de cibles adaptées à une détection sur l'amplitude pour un ping complet. Seuil de détection choisi : 13,3 dB. *Gauche* : signal original d'amplitude du ping en dB et en géométrie temps/faisceau ; *Droite* : nombre de cibles estimé dans chaque faisceau.

Sur le ping présenté, l'algorithme trouve jusqu'à trois échos distincts dans un faisceau correspondant au bastingage, au bord de l'épave puis au fond.

**Estimation du nombre de cibles adaptées à un traitement sur la phase :** Cette estimation est basée sur les développements du 6.1.1 qui fournissent une caractérisation spectrale des échos associés à une rampe de phase significative.

Cette fois le spectrogramme est calculé avec un nombre de points  $N_t$  plus important que précédemment et dans chaque faisceau séparément. Ce nombre de points est fixé en fonction de la largeur des rampes de phase que l'on s'attend à rencontrer. Cette largeur des rampes de phase dépend de la largeur des faisceaux interférométriques du SMF utilisé et de leur angle d'incidence avec le fond. En pratique, quelques dizaines de points est une résolution temporelle réaliste qui apporte une résolution fréquentielle suffisante pour ce traitement.

La largeur efficace est calculée sur le spectrogramme en chaque instant et les échos sont

sélectionnés en choisissant un RSB limite tel que décrit en (6.18). Le RSB limite choisi dans la suite est 10 dB.

Dans chacun des faisceaux, on effectue ainsi une estimation du nombre d'échos associés à une rampe de phase suffisamment longue (de l'ordre de grandeur de  $N_t$ ) et ayant une qualité suffisante (un RSB minimum de 10 dB correspond à un bruit de phase d'écart type inférieur à  $36^\circ$ ).

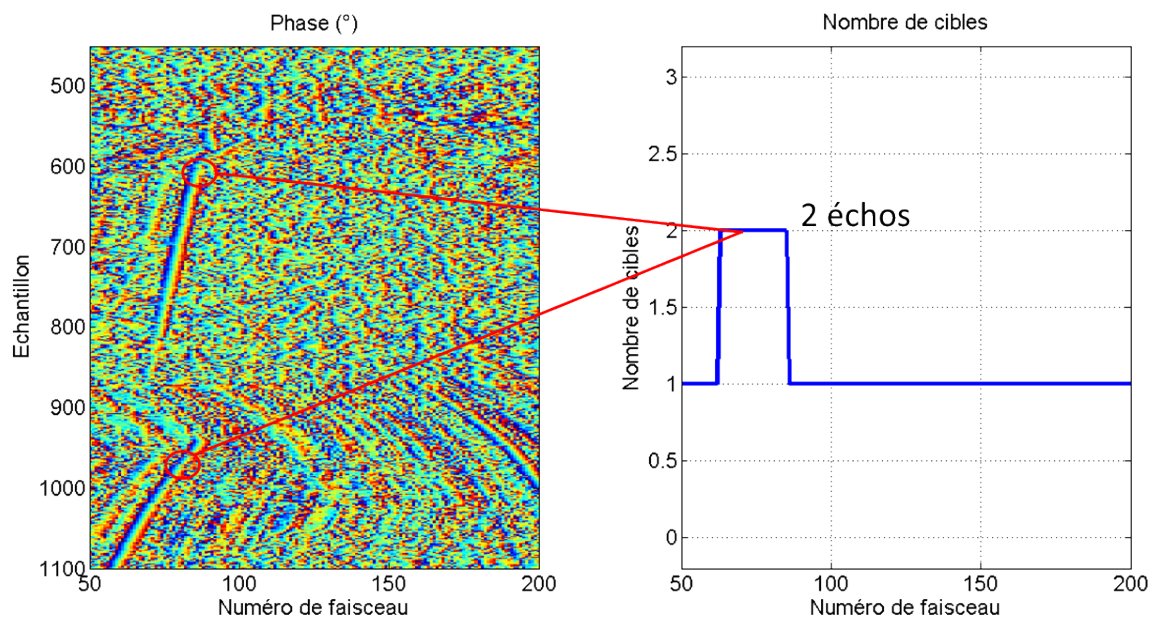


Figure 6.12 – Estimation du nombre de cibles adaptées à une détection en phase pour un ping complet. *Gauche* : signal original de phase du ping en géométrie temps/faisceau ; *Droite* : nombre de cibles estimés dans chaque faisceau.

Sur ce ping (Figure 6.11 et 6.12), les deux méthodes d'estimation donnent des résultats différents sur la zone de l'épave ce qui montre bien qu'il est intéressant de mettre en oeuvre des techniques adaptées aux différents types d'échos que l'on est susceptible de détecter. Par la suite, les estimations associées respectivement au nombre de cibles adaptées à un traitement en phase ou en amplitude sont notées  $N_\Phi$  et  $N_{amp}$ .

Dans chaque faisceau, la zone temporelle où les échos ont été localisés est stockée, aussi bien pour l'estimation du nombre de cibles d'amplitude que de phase. Cette zone sera uniquement utilisée pour confirmer les détections lors de la dernière étape, mais ne sert pas au processus d'extraction des échos.

### 6.3.2.b Extraction des zones contenant les échos

L'extraction des échos de la colonne d'eau repose sur la méthode de filtrage décrite en 6.2, sur caractérisation décrite en 6.1.2 et sur des méthodes de seuillage classique, puis de recherche des zones continues dans les séries temporelles des données filtrées et seuillées.

Encore une fois l'extraction des échos est effectuée de manière différente en fonction du type d'écho que l'on cherche à extraire.

La Figure 6.13 montre que l'on ajoute une étape visant à extraire les zones associées

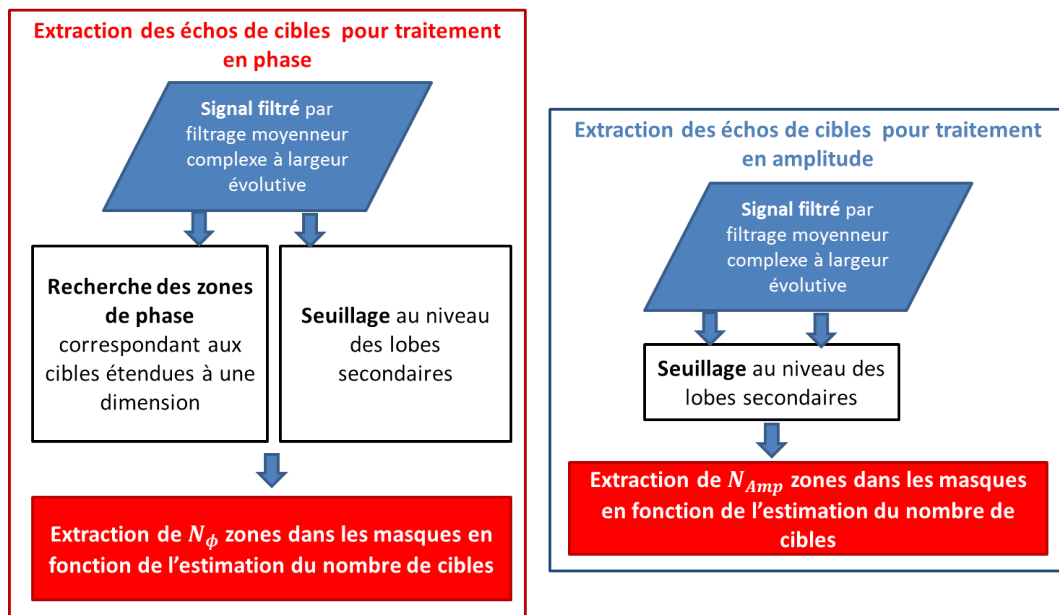


Figure 6.13 – Schéma de fonctionnement pour l'extraction des échos. *Gauche* : pour les échos adaptés à un traitement en phase ; *Droite* : pour les échos adaptés à un traitement en amplitude.

aux cibles étendues à une dimension dans le cas de la recherche des sondes sur lesquelles on appliquera un traitement en phase.

Par la suite, les échogrammes filtrés sont seuillés afin d'obtenir des masques binaires de différents échos potentiels. C'est alors que l'estimation du nombre de cibles réalisée auparavant joue un rôle crucial, car c'est elle qui détermine combien d'intervalles contenant un écho sont recherchés dans chacun des cas.

Dans chacun des faisceaux  $N_\phi$  échos sur la phase et  $N_{Amp}$  échos sur l'amplitude sont retenus. Pour effectuer le choix des échos, on se base sur leur longueur et leur dynamique. Le premier écho retenu est celui portant l'amplitude maximale du faisceau, et les suivants sont ceux de plus grande longueur temporelle.

Enfin, on effectue une intersection de la position des échos extraits avec le positionnement approximatif fourni auparavant par les estimations du nombre de cibles. Les seuls échos retenus sont ceux dont l'intersection est non nulle. Ce faisant, on limite les détections de faux échos.

La dernière étape de l'algorithme concerne le positionnement temporel des sondes à l'intérieur de chaque faisceau.

### 6.3.2.c Positionnement des sondes correspondant aux échos

Chacun des échos est ensuite associé à une sonde. Il est important de se rappeler que l'angle d'arrivée de l'onde est considéré parfaitement défini par le système au centre de chaque faisceau et que le positionnement consiste uniquement en une estimation du temps d'arrivée de l'onde.

**Positionnement sur l'amplitude :** Le positionnement de la sonde sur l'amplitude s'effectue par la méthode du barycentre décrite dans le Chapitre 1 et le Chapitre 3.

Le barycentre de l'enveloppe est calculé ainsi que la qualité associée à la sonde résultante.

**Positionnement sur la phase :** En ce qui concerne le positionnement des échos en phase, on peut choisir d'extraire plus d'une sonde par écho détecté, toujours en se basant sur le même principe d'estimation temporelle.

Il est possible de choisir de détecter plusieurs valeurs temporelles sur une seule et même cible étendue. Ces différentes valeurs temporelles seront alors associées à différents angles d'arrivée. On retrouve l'ensemble des développements décrivant cette technique dans [8]. Cette méthode est déjà mise en œuvre dans certains sonars et connue sous le nom de mode haute résolution [9].

Dans l'algorithme présenté ici, il est possible de détecter jusqu'à trois sondes par écho en prenant les sondes correspondant au passage de la phase à  $-\pi/3$  et  $\pi/3$  en plus du passage à zéro classique.

Trois régressions linéaires indépendantes fournissent alors les trois estimations de temps d'arrivée aux trois angles  $\theta_b$ ,  $\theta_{b1}$ ,  $\theta_{b2}$ . Les angles sont définis par :

$$\begin{aligned}\sin \theta_{b1} &= \sin \theta_b - \left( \frac{\pi}{3} \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta} \right) \\ \sin \theta_{b2} &= \sin \theta_b + \left( \frac{\pi}{3} \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta} \right)\end{aligned}\tag{6.29}$$

Pour chaque faisceau, il y a alors jusqu'à  $3 \times N_\Phi$  sondes détectées en phase, et  $N_{Amp}$  sondes sur l'amplitude.

Dans les parties suivantes, l'algorithme est testé sur des données simulées et sur celles ayant servi à la discussion sur le principe du multi-cibles au Chapitre 5.

## 6.4 Mise en œuvre de l'algorithme de détection

Afin d'avoir accès à une vérité terrain à comparer avec les résultats de l'algorithme, le traitement est d'abord appliqué à des données générées à l'aide d'un simulateur basé sur le principe des points brillants étendus (§2.2).

### 6.4.1 Traitement de données simulées

#### 6.4.1.a Simulation d'un mât sur fond plat

Un fond plat de 15 m est généré, en y plaçant un mât vertical d'une hauteur de 7,5 m et d'un diamètre de 10 cm. Le fond généré possède un indice de réflectivité uniforme de -30 dB/m<sup>2</sup>, et le mât de -25 dB/m<sup>2</sup>.

Dans un premier temps, la ligne de mesure simulée est effectuée par un sonar ayant les caractéristiques suivantes :

- fréquence : 300 kHz,
- ouverture latérale : 1,5°,
- ouverture longitudinale : 1,5°,
- longueur d'impulsion (carré) : 150  $\mu$ s,

- plage angulaire de simulation en latéral :  $-60^\circ$  à  $60^\circ$ ,
- plage angulaire de simulation en longitudinal :  $-5^\circ$  à  $5^\circ$ .

La pondération d'antenne appliquée est uniforme et il n'y a pas de prise en compte d'une éventuelle fluctuation du gain des capteurs en émission/réception. Les lobes secondaires d'antennes sont tous rejetés à -13,3 dB. Enfin la mesure de phase interférométrique est effectuée entre deux sous-antennes de longueur  $2/3$  de l'antenne complète, avec un recouvrement de  $1/3$  au milieu.

La série de mesure simulée est une ligne droite de 11 m parcourue à la vitesse de 4 noeuds, avec une fréquence de 12 pings par seconde, soit une cinquantaine de pings (Figure 6.14).

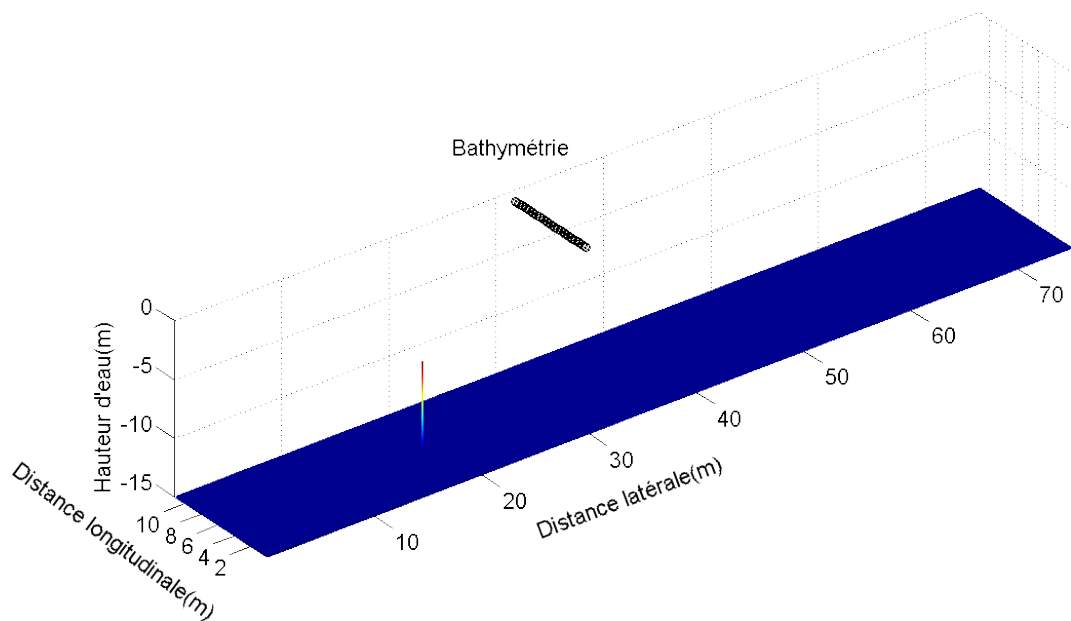


Figure 6.14 – Configuration de la ligne de mesure simulée effectuée sur fond plat avec un mât. Cercles noir : positions successives de l'antenne.

Le but de la simulation est de valider la détection du mât par l'algorithme, et d'évaluer la quantité de fausses détections générées par la recherche systématique de plusieurs sondes par faisceau dans une configuration simple (fond plat) avec un événement inattendu (un mât).

#### 6.4.1.b Vue d'ensemble du résultat

Les résultats présentés ci-après superposent l'ensemble des sondes calculées dans chacun des faisceaux. On n'effectue pas de choix tel que classiquement fait entre mesure d'amplitude et de phase, du fait que les deux mesures peuvent être issues d'objets différents. La Figure 6.15 propose une vue d'ensemble des sondes.

Le mât a été détecté, mesuré, et il n'y a pas trop d'artefacts liés à la recherche de multiples échos éventuels. Du fait de sa finesse, le mât n'a pas généré d'ombrage sur le fond ; on a donc mesuré conjointement le mât et le fond dans les faisceaux l'interceptant.

La Figure 6.16 montre ces sondes placées sur le fond original afin de mettre en évidence les manques et les fausses détections.

La comparaison entre "réalité- terrain" et "mesure" nous permet d'établir de manière



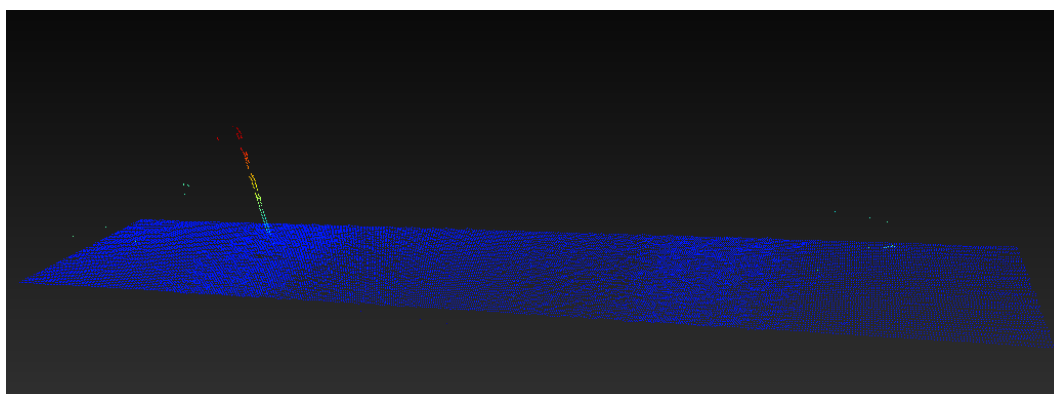


Figure 6.15 – Visualisation du résultat de la mesure. Chaque point correspond à une sonde, dont la couleur code la profondeur.

exacte quelles sondes sont valides et lesquelles ne le sont pas. Le Tableau 6.1 propose une comparaison entre le nombre total de sondes et le nombre de sondes erronées, avec une différenciation sur le traitement.

	Toutes Sondes	Sondes fausses	% sondes valides
Traitement sur l'amplitude	24198	6	99,98%
Traitement sur la phase	15705	19	99,88%
Total	39903	25	99,94%

Tableau 6.1 – Nombre de sondes et pourcentage de sondes invalides sur la ligne de données simulées.

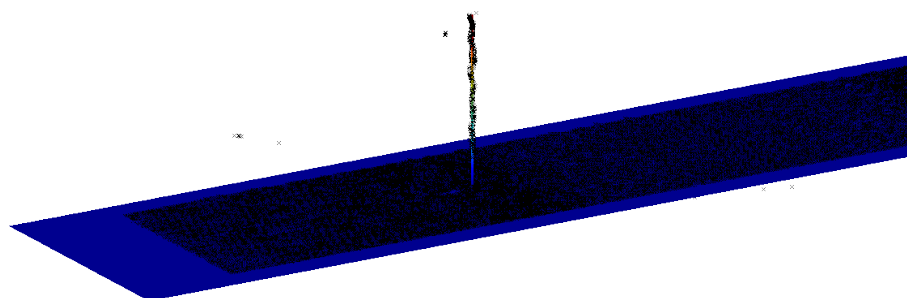


Figure 6.16 – Superposition des sondes sur le terrain de mesure. Les sondes (*croix noires*) sont placées sur le fond généré ayant servi de base à la mesure simulée.

Le fond est correctement mesuré du point de vue du positionnement des sondes, avec un taux très faible de fausses détections (Tableau 6.1). Les fausses détections restantes ont été identifiées comme issues des lobes secondaires de réception du sondeur.

Le mât est correctement détecté et positionné, son point haut est relevé à 7,55 m par rapport au fond.

Les sondes erronées proviennent majoritairement dans ce cas du traitement sur la phase. Cela est dû aux bonnes propriétés spectrales des lobes secondaires vis-à-vis de notre traitement. La mise en place d'une seconde mesure issue de deux sous-antennes avec un espacement différent permettrait d'invalider ces sondes (§5.2.1.b).

Ici, ce traitement n'a pas été mis en œuvre du fait que par la suite, les données réelles à disposition ne permettaient pas de réaliser une seconde formation de voies, mais cette perspective de développement existe.

#### 6.4.1.c Intérêt de la multi-détection dans cette configuration de mesure

Il est possible d'évaluer le gain d'information lié à la recherche de plusieurs sondes par faisceau en observant le résultat de la première sonde trouvée par l'algorithme dans chaque faisceau. Cette première sonde est la plus évidente pour l'algorithme. En conservant uniquement cette première solution on obtient le résultat présenté en Figure 6.17 .

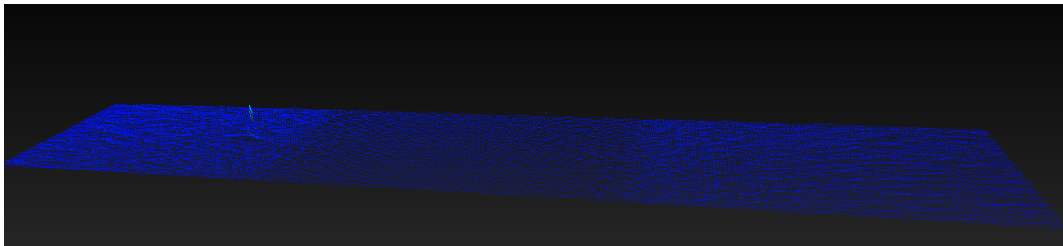


Figure 6.17 – Visualisation du résultat de la mesure limitée à une détection par faisceau. Chaque point correspond à une sonde, dont la couleur code la profondeur.

Très peu de sondes correspondant au mât sont présentes, si bien que l'on pourrait penser qu'il s'agit de fausses détections. Le point haut du mât n'est pas mesuré, le fond ayant été pris comme première solution dans les faisceaux concernés. Cela se confirme en observant ce qui se passe en détail sur un ping interceptant le mât (Figure 6.18).

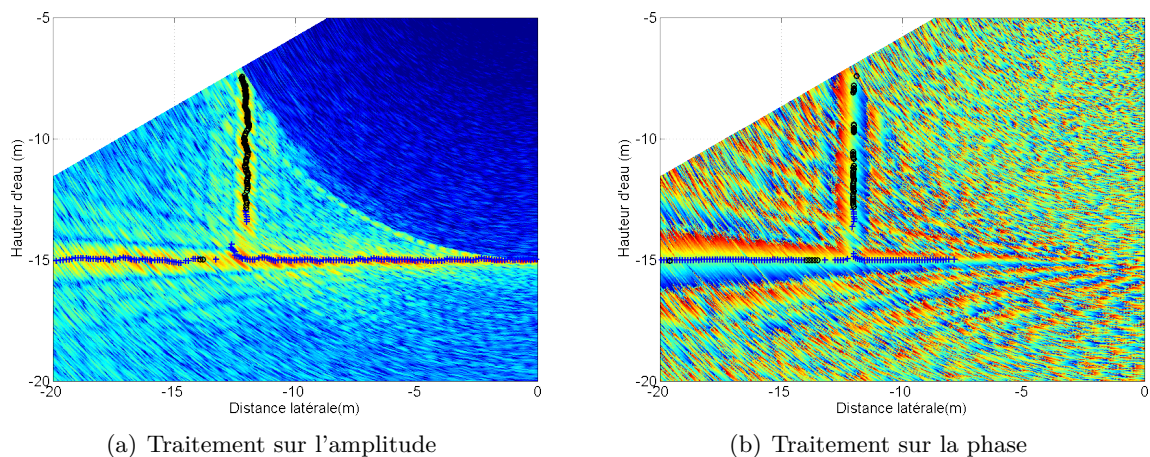


Figure 6.18 – Détection sur le mât des données simulées. *Croix bleues* : première détection par l'algorithme ; *Cercles noirs* : seconde détection par l'algorithme.

La quasi-totalité des sondes mesurées le long du mât sont issues de la seconde détection. De plus l'observation seule des sondes issues de la première détection ne permet pas de juger de la hauteur du mât. Ainsi, à moins que des données d'imagerie de la colonne d'eau aient été enregistrées durant la ligne de mesure, il est impossible de tirer des conclusions sur la hauteur du mât à partir de la seule monodétection classique.



**Premières conclusions sur l'algorithme de détection multi-cibles proposé :** Ces premiers tests sur données simulées montrent que l'algorithme se comporte de façon satisfaisante au niveau du positionnement des sondes et de sa capacité à obtenir plus d'une détection si nécessaire, en estimant un nombre de cibles dans chaque faisceau. L'utilisation d'un recoupement entre la position grossière fournie par l'estimation du nombre de sondes et le résultat du calcul final limite efficacement le nombre de fausses détections.

## 6.4.2 Traitement de données réelles *Seabat 7125*

### 6.4.2.a Détection-constructeur

Les données sont celles présentées en §5.1.1.a, issues du sondeur porté par l'AUV *Daurade* du SHOM et comportent 50 pings. On se basera sur la Détection-constructeur (Figure 6.19) comme référence de comparaison avec l'algorithme proposé. La zone présentée concerne donc uniquement une "tranche" de l'épave dont on présente la totalité en Annexe C.

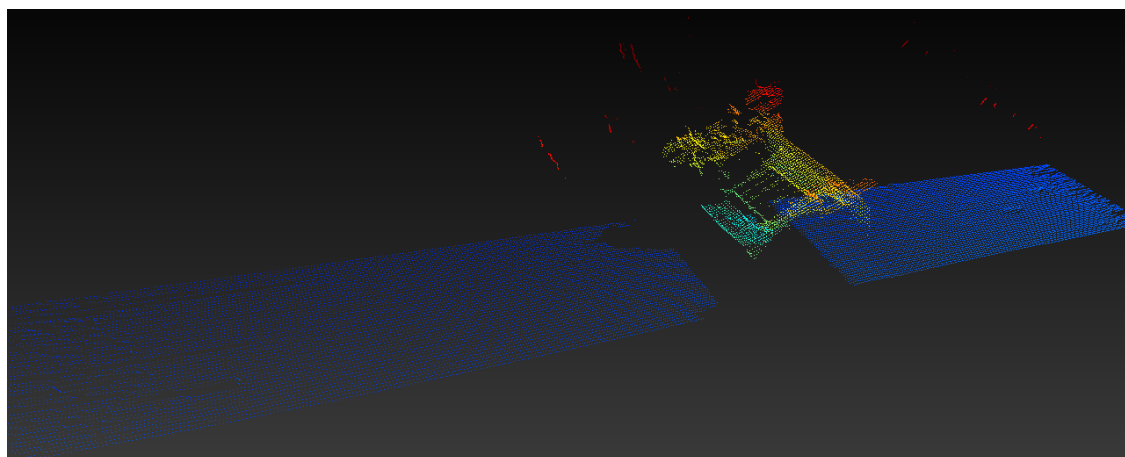


Figure 6.19 – Visualisation globale de la Détection-constructeur sur données *Seabat 7125*. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

L'épave ombre assez largement le fond et il y a quelques détections erronées dans la colonne d'eau, probablement liées à de fortes réflexions spéculaires sur l'épave.

La Détection-constructeur offre déjà une bonne description de l'épave, donne une idée satisfaisante de sa forme globale et de certains détails.

Il est utile pour la suite de visualiser cette détection unique du constructeur en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau (Figure 6.20).

Cette géométrie permet d'identifier les fausses détections en bout de fauchée, ainsi que les manques de sondes éventuels. Elle sera utilisée par la suite pour mettre en évidence les sondes ajoutées par le traitement multi-détection.

### 6.4.2.b Résultat sur un ping

L'algorithme est appliqué à l'ensemble de la donnée (50 pings). L'observation ping par ping du résultat (Figure 6.21) montre le gain notable d'information obtenue par le traitement multi-cibles. Un plus grand nombre de pings est détaillé en Annexe C.

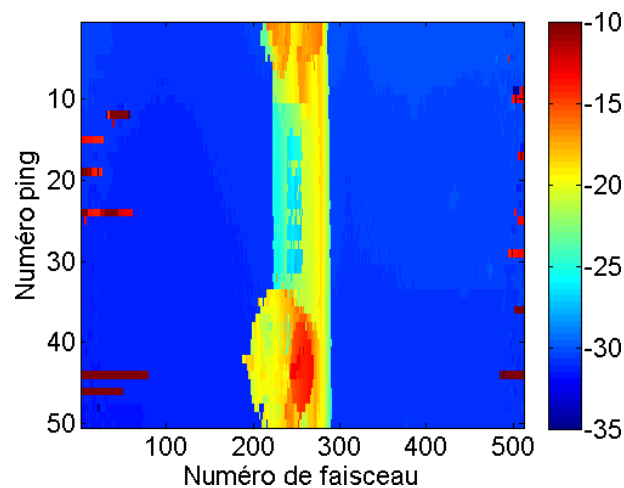


Figure 6.20 – Visualisation de la Détection-constructeur sur données *Seabat 7125* en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau.

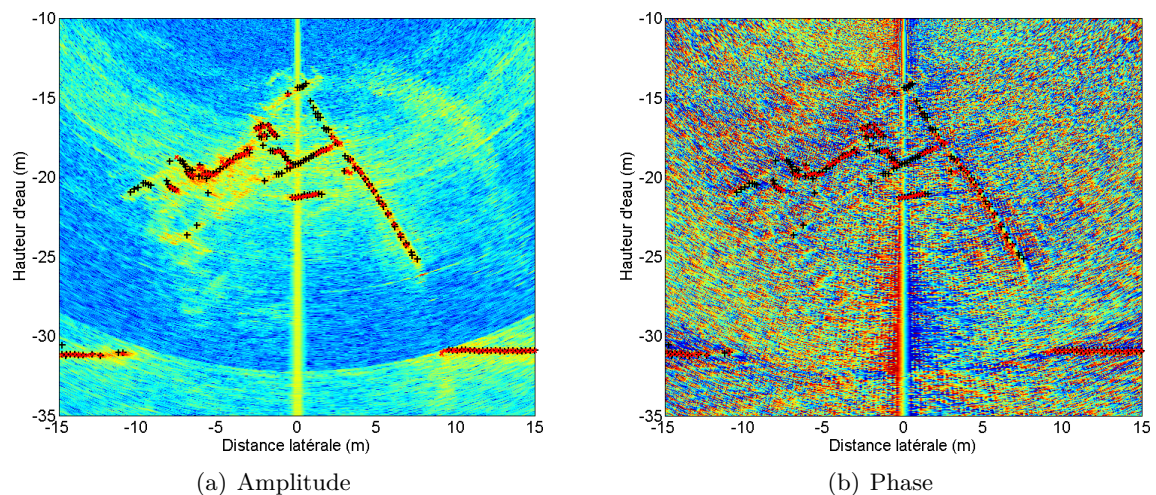


Figure 6.21 – Comparaison multi-détection et Détection-constructeur sur données *Seabat 7125*. *Croix rouges* : Détection-constructeur ; *Croix noires* : multi-détection. La multi-détection est en arrière-plan par rapport à la Détection-constructeur. On effectue un zoom sur l'épave, l'algorithme se contentant d'une seule cible dans le reste de la donnée.

En pratique l'algorithme n'a jamais trouvé et validé plus de 3 cibles par faisceau, ce qui améliore toutefois très nettement la description de l'épave. On observe un grand nombre de structures supplémentaires internes à l'épave, qui n'étaient pas décrites auparavant.

D'un point de vue sécurité de la navigation la détermination de l'enveloppe externe de l'épave est très importante. Le gain procuré par la détection multiple est très significatif de ce point de vue. La Figure 6.22 montre l'évolution des limites de l'épave au passage en multi-détection.

On note une évolution importante des limites géométriques de l'épave. Le point haut, noté  $z_{min}$  sur la figure, est mesuré à 14,10 m au lieu de 14,80 m. Cette différence de 70 cm est très importante à ce type de profondeur. D'autre part la largeur de l'épave ( $|x_{max} - x_{min}|$ ) est mesurée à 18,10 m au lieu de 14,90 m, soit plus de 120% de la largeur initiale. Cette

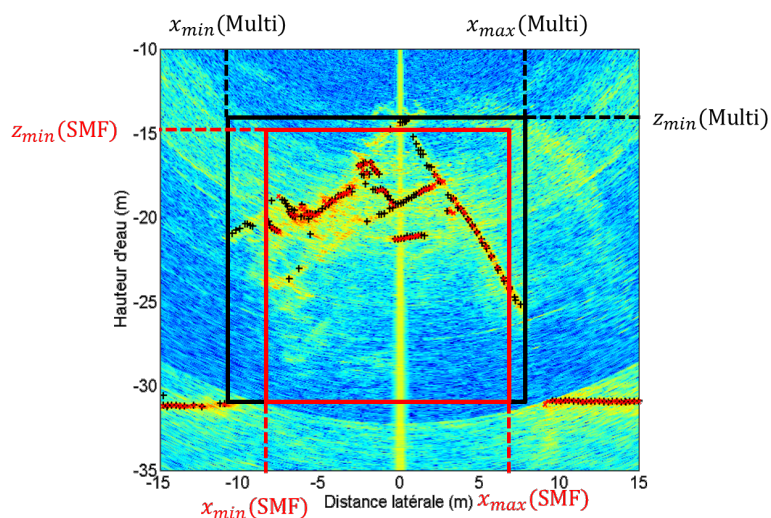


Figure 6.22 – Modification des limites de l'épave sur un ping avec et sans multi-détection. *Boîte rouge* : enveloppe de l'épave d'après la Détection-constructeur ; *Boîte noire* : enveloppe de l'épave d'après la multi-détection.

importante erreur dans l'évaluation de la largeur de l'épave pour un algorithme de mono-détection s'explique par le fait que sur les bords de l'épave le faisceau intercepte à la fois le fond et l'épave. Le sondeur choisit alors en premier lieu le signal venant du fond (Figure 6.23) sur des critères d'intensité (et éventuellement de continuité). Il en résulte que l'on manque les sondes du bord de l'épave sur une largeur angulaire allant jusqu'à un demi faisceau.

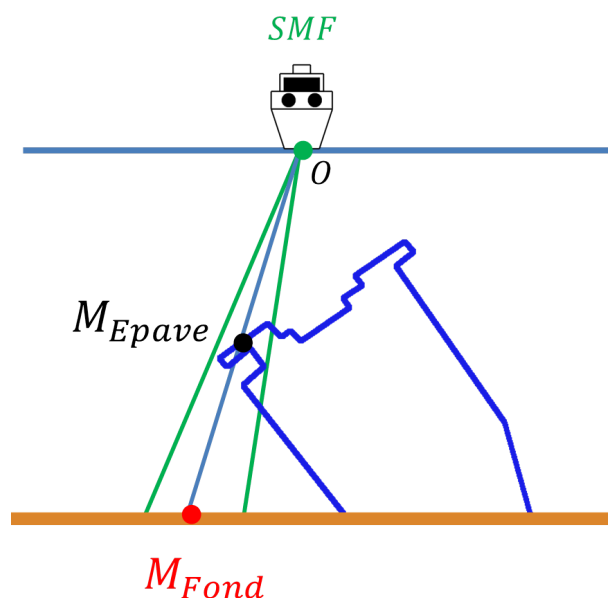


Figure 6.23 – Interaction d'un faisceau avec le bord de l'épave et le fond. Le sondeur reçoit un signal plus fort du fond et place la sonde résultante en  $M_{Fond}$  et non pas en  $M_{Epave}$ .

### 6.4.2.c Vue d'ensemble du résultat

Le résultat sur l'ensemble de la ligne de mesure des sondes obtenues en multi-détection est présenté en Figure 6.24.

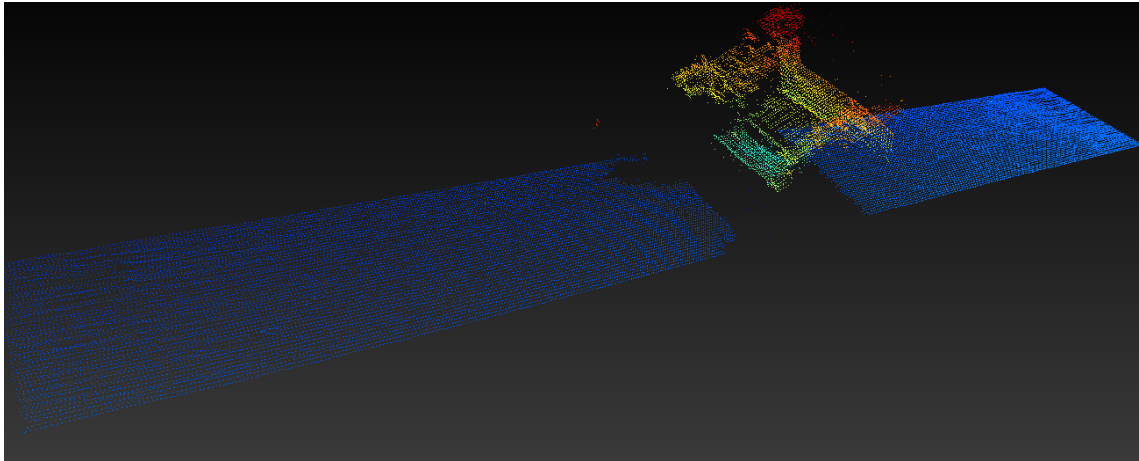


Figure 6.24 – Visualisation globale de la multi-détection sur la donnée *Seabat 7125*. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

Une coupe comprenant 10 pings au milieu de la ligne de mesure est présentée en Figure 6.25, qui permet de quantifier plus clairement le gain d'information.

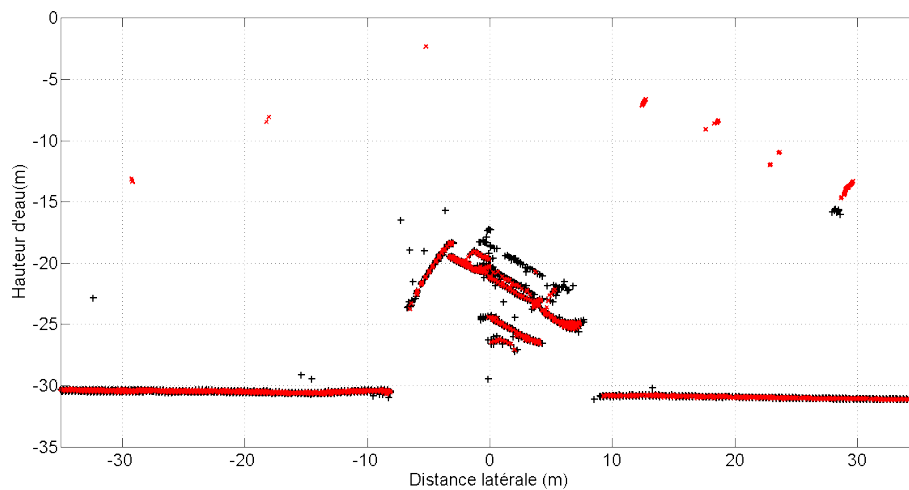


Figure 6.25 – Coupe de 10 pings *Seabat 7125*. *Croix rouges* : Détection-constructeur ; *Croix noires* : multi-détection.

Ici, la mono-détection avait perdu tout l'étage supérieur de l'épave qui apparaît grâce à la prise en compte de plusieurs cibles dans chaque faisceau.

### 6.4.2.d Bilan pour les données *Seabat 7125*

Pour évaluer le bon fonctionnement de l'algorithme, il est intéressant d'isoler les sondes supplémentaires ajoutées par la multi-détection. Ces sondes sont distinguées selon leur pro-

venance (l'amplitude ou phase) (cf Figure 6.26).

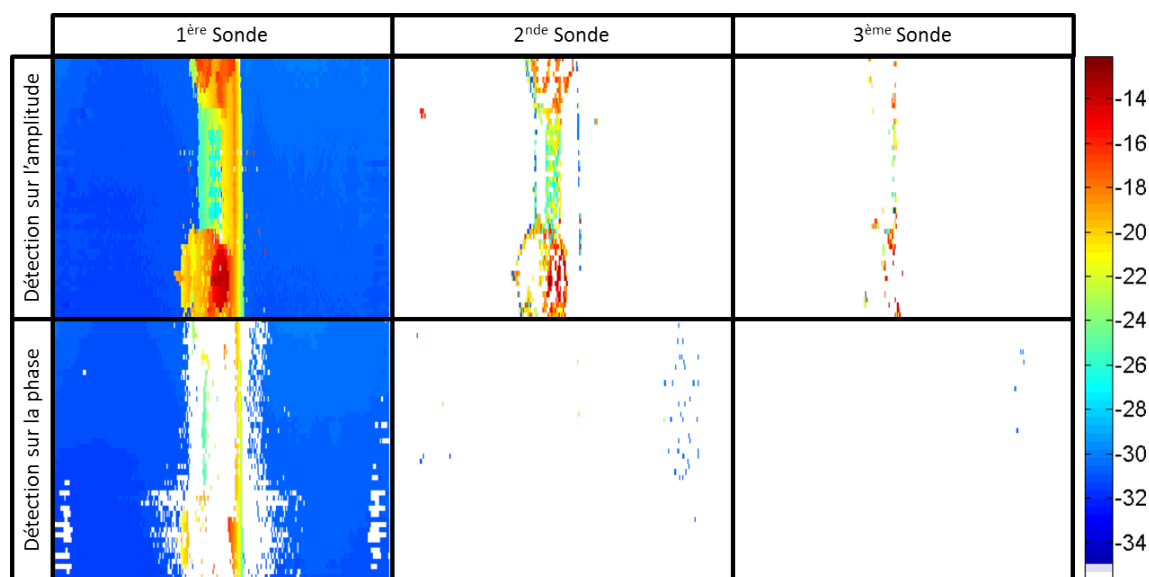


Figure 6.26 – Sondes issues de la multi-détection *Seabat 7125* en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau (6.20). L'absence de données est caractérisée par la couleur blanche.

La grande majorité des sondes secondaires pertinentes provient ici de la détection d'amplitude. Cela est une caractéristique des sondes associées à un écho très bref de forte amplitude et dont la rampe de phase conjointe est trop courte pour apporter une information facilement exploitable.

Enfin, on effectue une évaluation du nombre de sondes invalides en fonction de l'algorithme (Tableau 6.2). Les sondes invalides ont été rejetées lors d'un nettoyage manuel de la ligne de mesure. Les chiffres sont donc indicatifs car le résultat peut varier d'un opérateur à l'autre.

	Toutes Sondes	Sondes fausses	% sondes valides
Détection-constructeur	25530	585	97,71%
Multi-détection sur l'amplitude	27185	25	99,91%
Multi-détection sur la phase	19637	110	99,43%
Total multi-détection	46822	135	99,71%

Tableau 6.2 – Nombre de sondes et pourcentage de sondes invalides sur la ligne de données *Seabat 7125* en fonction du type de détection.

Ainsi la majorité des sondes sont jugées correctes. Il faut cependant rappeler que chaque sonde ne correspond pas forcément à un écho distinct des autres sondes, car sur une grosse partie de la donnée on dispose d'une sonde d'amplitude et d'une sonde de phase correspondant conjointement à l'écho du fond. Dans ce cas précis, on a détecté environ 1000 à 1500 échos "nouveaux" par rapport à la Détection-constructeur soit "seulement" 4 à 6% du nombre total de sondes constructeurs.

Mais en prenant le problème sous un angle différent, il apparaît que le nombre de sondes de la Détection-constructeur se situant à une distance transversale de moins de 7 m du nadir (zone où se trouve l'épave) est de 3374 tandis que le nombre de sondes issues de la multi-détection sur amplitude seule dans cette même zones est de 4681. Ainsi, dans une zone



critique, l'algorithme de multi-détection est capable d'extraire une quantité considérablement plus importante d'informations (ici environ un tiers de plus).

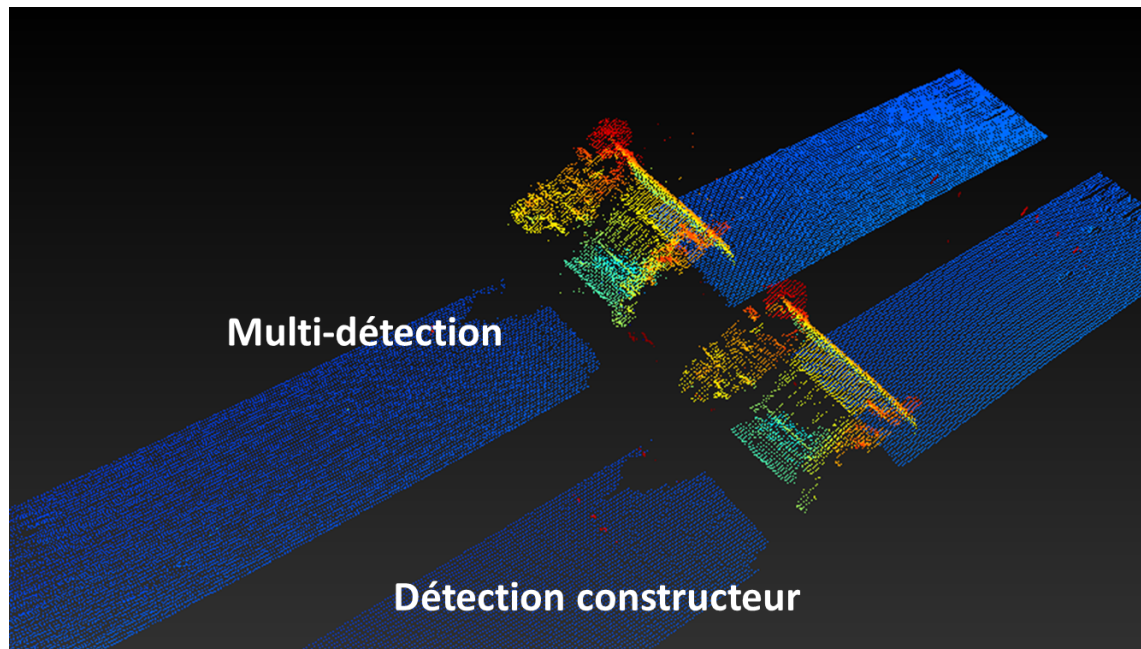


Figure 6.27 – Visualisation des deux détections (constructeur et multi-détection) sur la donnée *Seabat 7125*. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

L'algorithme s'est montré concluant sur les données *Seabat 7125* et apporte de nouvelles sondes utiles pour l'hydrographie (notamment pour définir les limites physiques de l'épave) et la définition de détails et de la structure interne de l'épave. La comparaison avec la Détection-constructeur montre un réel gain de description de l'épave (6.2).

Cependant ce jeu de données n'intègre pas de cibles de type étendues à une dimension. Il ne convient donc pas pour conclure sur la capacité à détecter de telles cibles sur données réelles.

### 6.4.3 Traitement de données réelles *EM 2040*

Les données utilisées dans cette partie sont celles présentées en §5.1.1.b issues du sondeur *EM 2040* porté par le bateau hydrographique *Pingeline*.

#### 6.4.3.a Détection-constructeur

Le constructeur propose ici la détection élémentaire à une sonde par faisceau. Le résultat est très propre (6.28) sans détection aléatoire dans la colonne d'eau, avec peu ou pas de nettoyage manuel nécessaire.

Cependant, il est difficile de juger si on a manqué des éléments importants sur cette épave (mâts, points hauts...) sans observer pour chaque ping l'imagerie de la colonne d'eau.

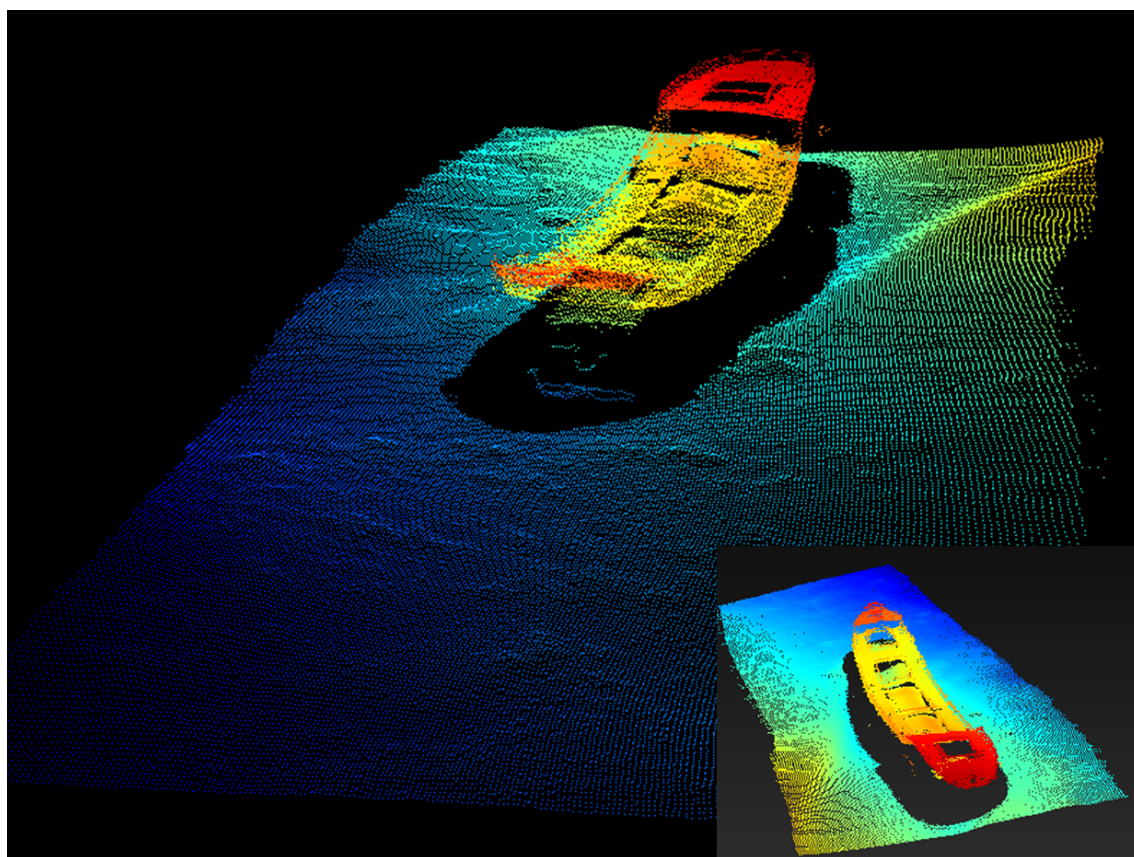


Figure 6.28 – Visualisation globale de la Détection-constructeur sur données *EM 2040*. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

#### 6.4.3.b Résultat sur l'ensemble de la ligne de mesure

L'algorithme est appliqué directement à l'ensemble de la ligne de mesure (372 pings) afin de se concentrer par la suite sur les zones présentant un intérêt particulier (Figure 6.29).

D'une manière générale, la détection semble avoir bien fonctionné avec peu de sondes invalides et avec une quantité intéressante de détails supplémentaires (par rapport à la Détection-constructeur).

En comparant côte à côte les deux détections (Figure 6.30), plusieurs objets supplémentaires importants apparaissent :

- un mât dans le sol en avant de l'épave,
- un mouillage à la proue de l'épave,
- les bastingages le long de l'épave,
- des structures internes à l'épave.

Cette fois encore, l'algorithme n'a pas validé plus de trois détections disjointes par faisceau.

Dans la suite, les détections du mât et du mouillage seront détaillées avant d'illustrer la nécessité de la prise en compte de plusieurs cibles afin de pouvoir les détecter à coup sûr.



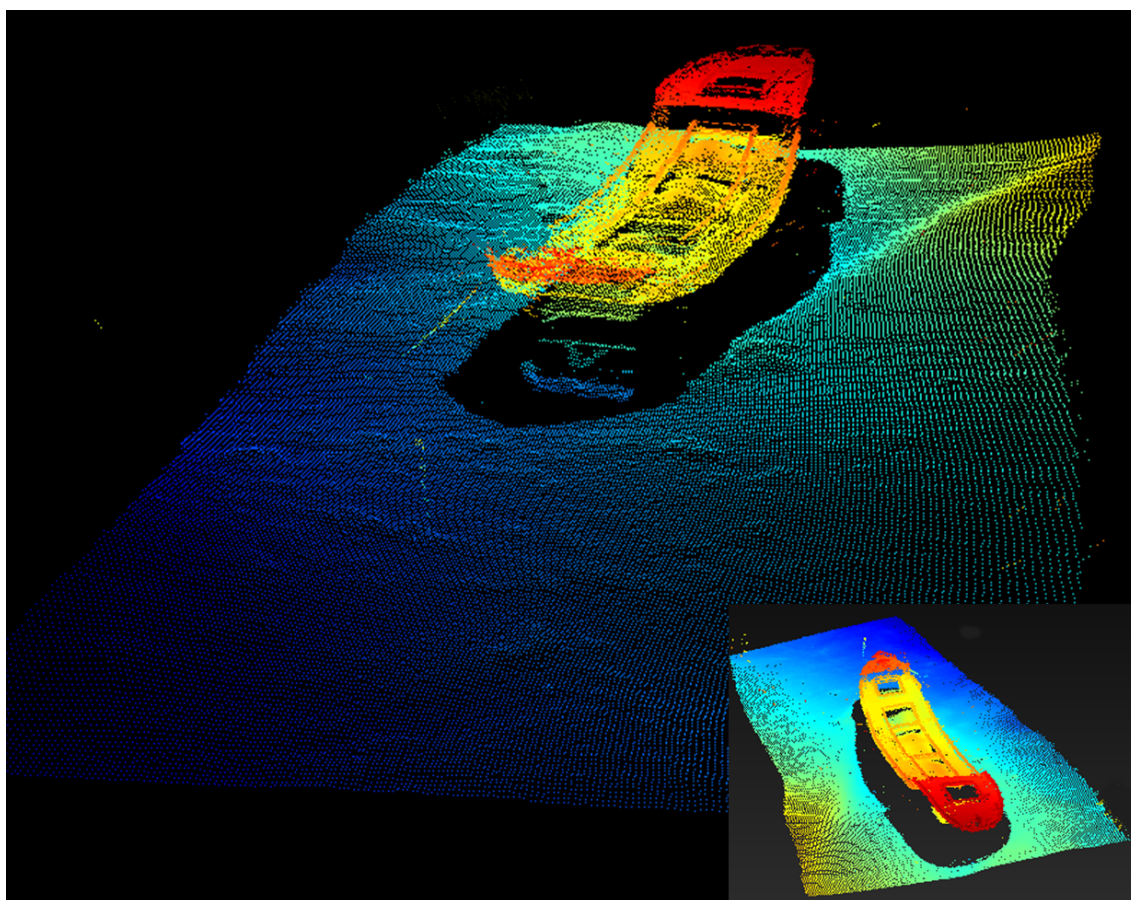


Figure 6.29 – Visualisation globale de la multi-détection sur données *EM 2040*. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

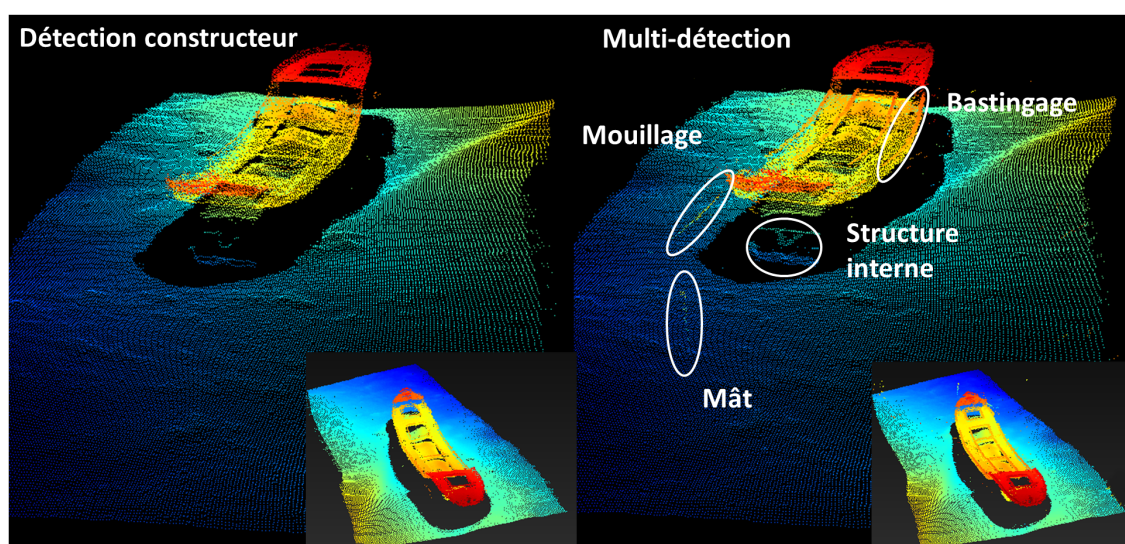


Figure 6.30 – Visualisation des deux détections (constructeur et multi-détection) sur la donnée *EM 2040*. Les objets nouveaux sont mis en évidence dans les cercles blancs. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.



### 6.4.3.c Détection d'un mât sur fond plat

La multi-détection permet de distinguer et mesurer un mât planté sur le fond en avant de l'épave (Figure 6.31). Le mât est détecté sur plusieurs pings successifs et peut donc être clairement identifié par l'hydrographe.

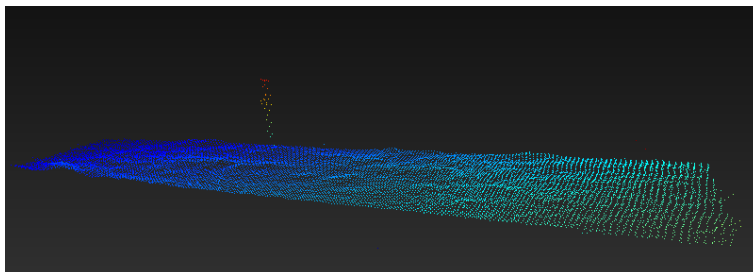


Figure 6.31 – Détection du mât sur la donnée *EM 2040*. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

C'est exactement la même configuration que celle décrite par les données simulées en 6.4.1.a. Il est intéressant d'observer de près un des pings interceptant le mât afin de se convaincre que c'est bien la prise en compte de plusieurs sondes dans le faisceau qui permet de le détecter dans son intégralité

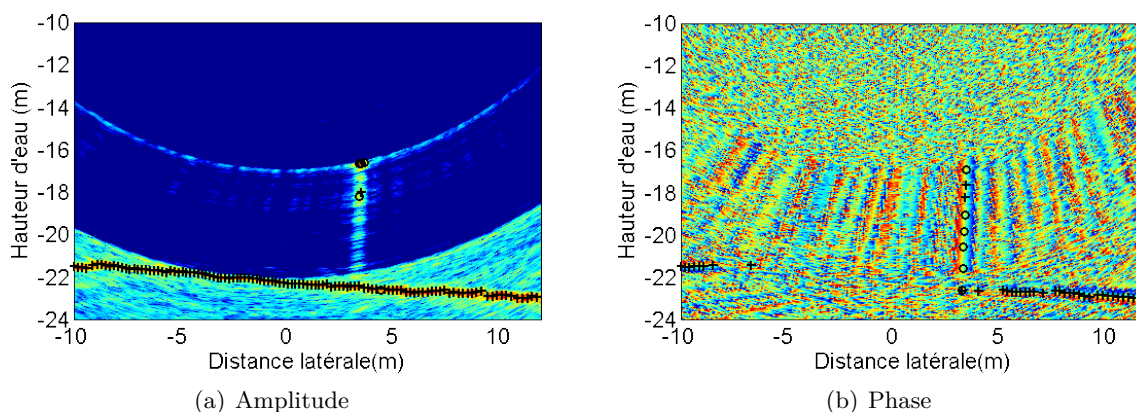


Figure 6.32 – Multi-détection-en amplitude et en phase sur données *EM 2040*. *Croix noirs* : première détection ; *Cercles noirs* : seconde détection. Le mât est entièrement obtenu lors de la seconde détection.

Le haut du mât sur ce ping est détecté à la fois sur l'amplitude et sur la phase (Figure 6.32(a)), le reste du mât uniquement sur la phase (Figure 6.32(b)). Dans tous les cas les sondes sur le mât sont issues des secondes détections de l'algorithme, ce qui confirme le fait que la prise en compte d'une seule sonde par faisceau ne suffit pas à le détecter.

En fait, sur l'ensemble des pings détectant le mât les sondes situées sur celui-ci correspondent à des détections secondaires.

En superposant plusieurs pings consécutifs dans lesquels le mât est détecté, celui-ci apparaît clairement (Figure 6.33).

On rappelle que si l'on observe les échogrammes des pings précédent et suivant le mât, on le voit apparaître en avance et en retard dans la colonne d'eau notamment sur la phase (Figure

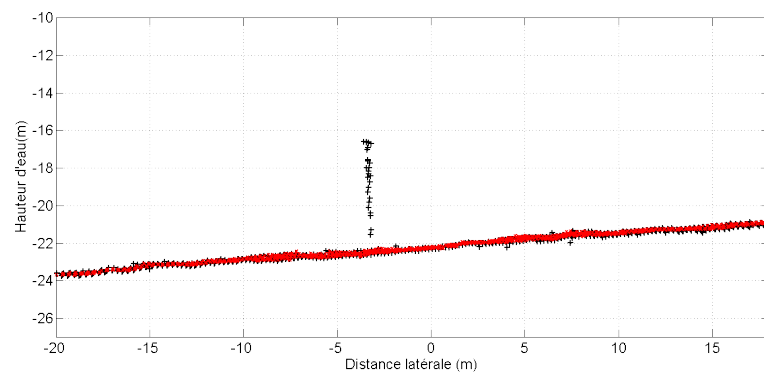


Figure 6.33 – Comparaison Détection-constructeur et multi-détection sur mât, données *EM 2040*. *Croix rouges* : Détection-constructeur ; *Croix noires* : multi-détection. Accumulation des données sur 10 pings autour du mât.

5.18). Cela est lié à la présence des lobes secondaires longitudinaux dans lesquels on a non seulement un écho visible dans la colonne d'eau en amplitude mais aussi une mesure de phase interférométrique valide entre les deux sous-antennes. Cependant, la détection n'accroche pas sur ces échos qui sont soit de trop faible amplitude, soit trop fluctuants en phase.

#### 6.4.3.d Détection d'une chaîne à la proue

Sur la vue d'ensemble de la donnée traitée (Figure 6.29), la présence d'une structure correspondant à une chaîne de mouillage descendant de la proue de l'épave jusqu'au fond a été constatée. Cette présence semble confirmée par l'examen plus proche de la donnée traitée (Figure 6.34) et des signaux en colonne d'eau (Figure 6.35).

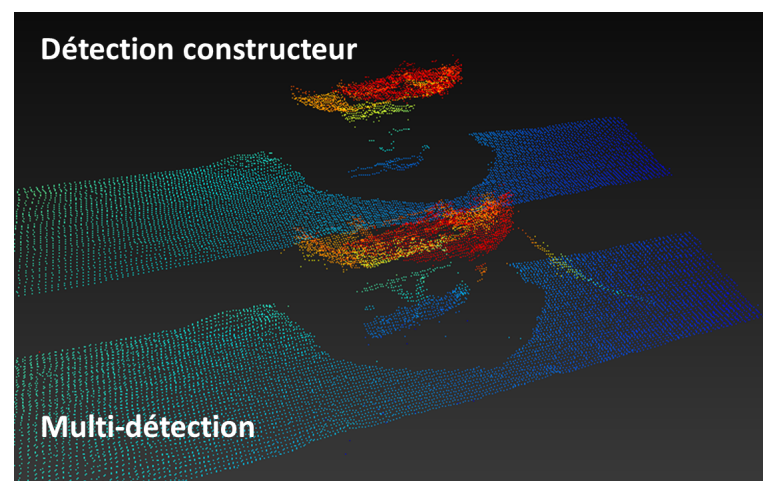


Figure 6.34 – Détection d'une chaîne de mouillage sur la donnée *EM 2040* grâce à la multi-détection. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

Outre la détection de la chaîne, l'ensemble des données générées en multi-détection a visiblement gagné en qualité de manière significative. Aussi, en Figure 6.34, une structure interne à l'épave en dessous de la proue apparaît de façon très nette sur le résultat de la multi-détection. L'avant de l'épave est aussi vu plus tôt grâce à la multi-détection.

Dans ce cas de figure, l'ensemble du mouillage correspond à une cible étendue à une dimension associant une rampe de phase très nette (Figure 6.35(b)) à un écho d'amplitude faible (Figure 6.35(a)).

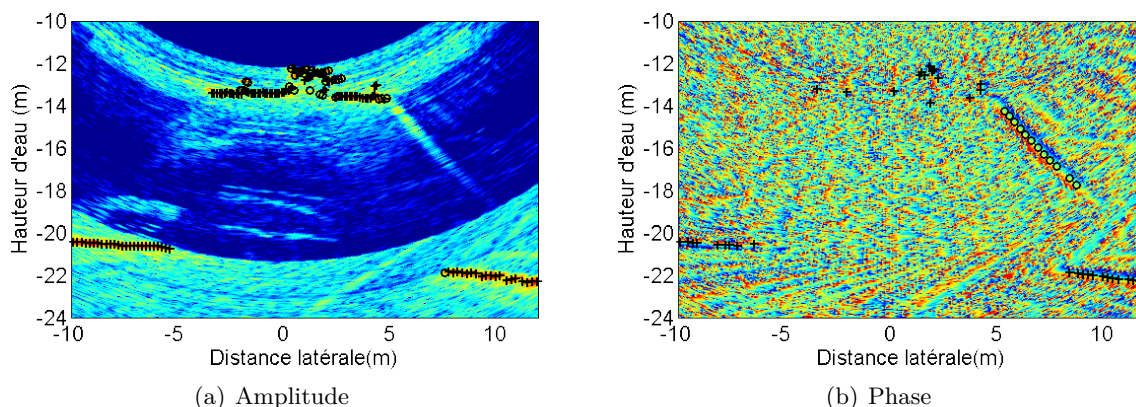


Figure 6.35 – Multi-détection en amplitude et en phase sur données *EM 2040*. *Croix noires* : première détection ; *Cercles noirs* : seconde détection. La chaîne est détectée lors de la seconde détection en phase.

La détection finale par l'algorithme semble donc correspondre à un objet réel et apporte une information intéressante sur les limites physiques de l'épave.

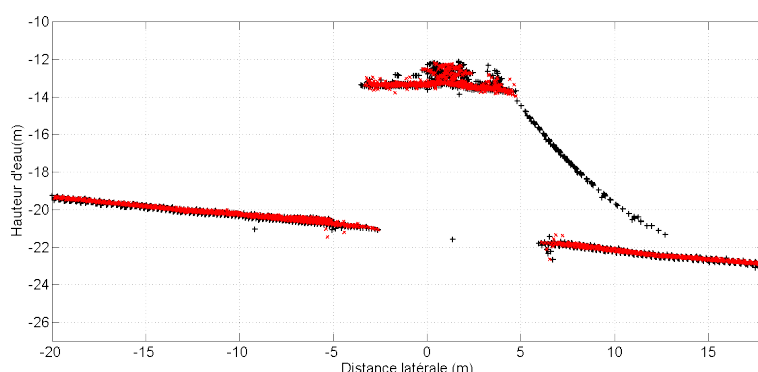


Figure 6.36 – Comparaison Détection-constructeur et multi-détection sur chaîne de mouillage, données *EM 2040*. *Croix rouges* : Détection-constructeur ; *Croix noires* : multi-détection. Accumulation des données sur 10 pings autour de la chaîne.

L'accumulation des pings interceptant le mouillage (Figure 6.36) confirme la bonne détection d'une chaîne ainsi que la qualité semblable des données finales (entre Détection-constructeur et multi-détection). Cette fois encore, la chaîne est visible dans les lobes secondaires longitudinaux (Figure 6.37) du sondeur et y porte une signature en phase très distincte. On constate même que l'algorithme détecte quelques sondes en avance et en retard au niveau de ces lobes ce qui renforce l'idée qu'un positionnement longitudinal des sondes apporterait une amélioration des données.

En regardant la chaîne détectée à la verticale (Figure 6.37), cela met en évidence un problème de positionnement longitudinal des sondes associées à cette chaîne. En effet, la chaîne apparaît comme ayant une assez grande dimension selon l'axe au porteur ce qui n'est certainement pas le cas.

Cela confirme les limitations structurelles des systèmes SMF évoquées précédemment (§5.2) et invite à trouver une solution pour obtenir un positionnement longitudinal des sondes (§5.3.1).

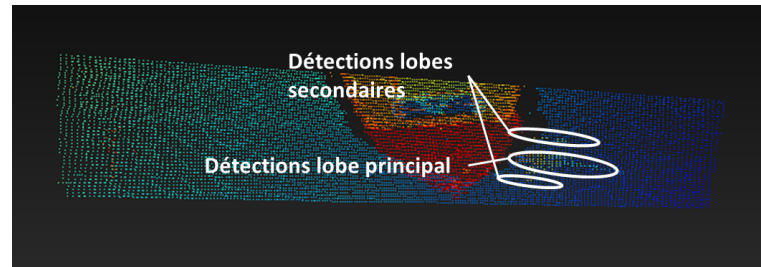


Figure 6.37 – Détection d'une chaîne de mouillage sur la donnée *EM 2040* avec mise en évidence du problème de positionnement longitudinal. Les sondes sont colorées en fonction de leur profondeur.

#### 6.4.3.e Bilan pour les données *EM 2040*

De manière générale, la multi-détection sur les données *EM 2040* se montre efficace et délivre une quantité d'information supplémentaire intéressante.

Comme pour le *Seabat 7125*, la majorité des détections supplémentaires provient de cibles détectées en amplitude avec un écho fort et de courte durée (Figure 6.38), mais on obtient aussi deux objets non détectés grâce au traitement en phase, c'est-à-dire les cibles étendues à une dimension (mât et chaîne).

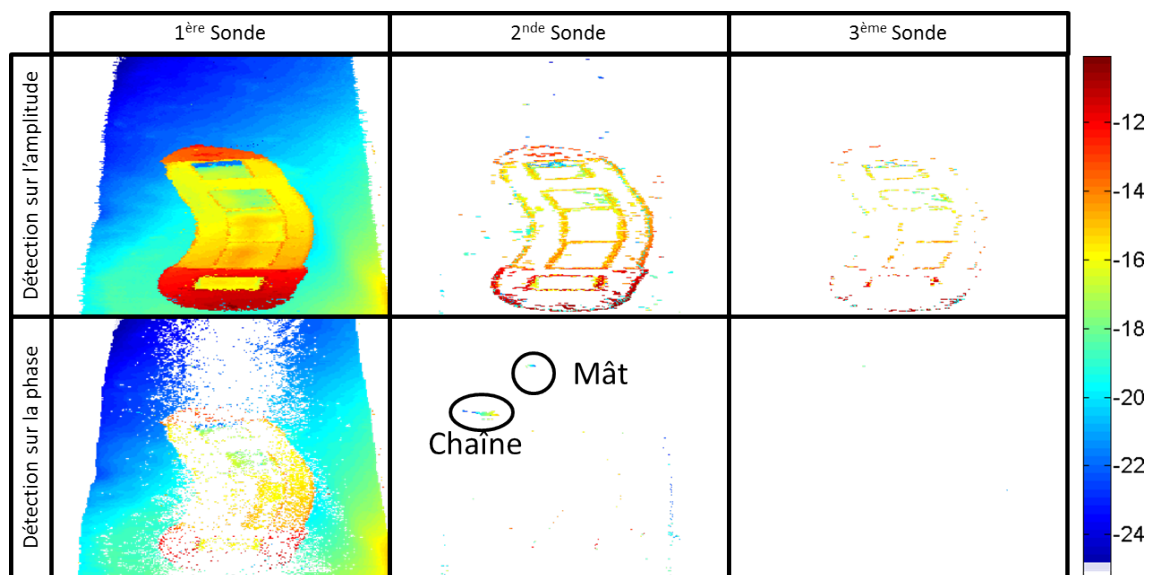


Figure 6.38 – Sondes issues de la multi-détection *EM 2040* en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau (6.20). L'absence de donnée est caractérisée par la couleur blanche. Le mât et la chaîne sont détectés au cours de la seconde détection en phase. Les bastingages et les détails de l'épave sont acquis par la seconde et troisième détection en amplitude.

La majeure partie des nouvelles sondes fournit de meilleures informations sur les limites physiques (bastingages) et la structure interne de l'épave et sont ajoutées dès la seconde



détection en amplitude.

La seconde détection en phase fournit quant à elle une excellente détection du mât et du mouillage de l'épave. Sans elle, les détections rares en amplitude aussi bien sur le mât que sur la chaîne se distinguent mal d'une sonde erronée pour un hydrographe qui effectue un nettoyage des données sans avoir de visualisation de la colonne d'eau.

La multi-détection, illustrée par ces divers exemples, permet donc d'obtenir une mesure bathymétrique plus précise et complète de la scène sans augmenter significativement le nombre de détections erronées. Son intérêt pour les applicatoinns hydrographique est donc réel.

## 6.5 Facteur de qualité et détection multiple

Le QF qui a été défini au chapitre 3 est calculé pour chaque sonde dans l'algorithme de détection multiple décrit ci-dessus. Il est intéressant d'observer sa valeur sur les détections secondaires afin de juger de sa pertinence sur les cibles secondaires, et de la qualité de détection de celle-ci.

### 6.5.1 Observations sur données *Seabat 7215*

Le comportement du QF sur les sondes issues de la détection multiple est observé sur l'ensemble de l'épave du *Niedersachsen* (Figure 6.39) dont nous avons utilisé une tranche pour effectuer l'étude et la validation de l'algorithme multi-cibles.

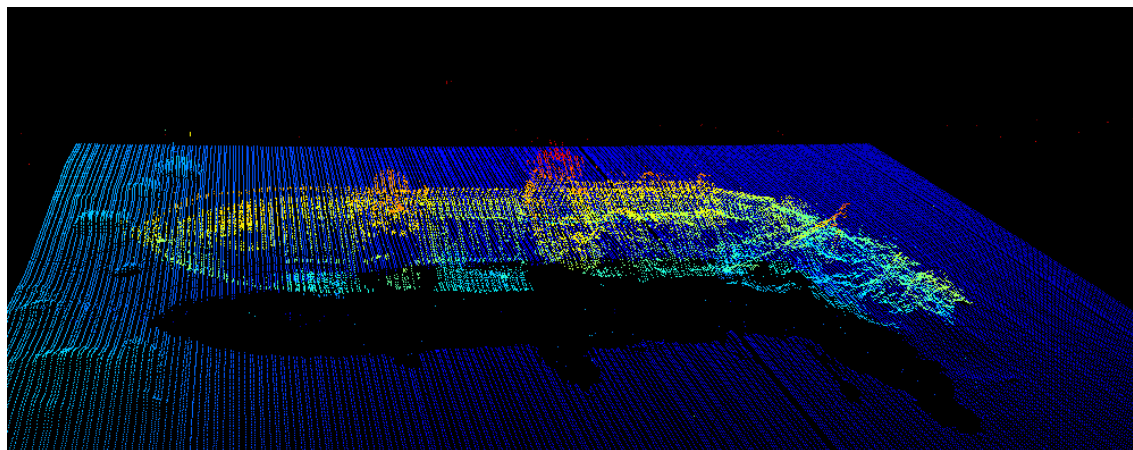


Figure 6.39 – Épave complète du *Niedersachsen* sur données *Seabat 7215*

La donnée résultant de la multi-détection sur l'ensemble de l'épave est très complète, beaucoup de détails (bossoirs, mât de charge, structures des soutes, canons...) sont visibles. Le gain en nombre de sondes liées à l'utilisation de la détection multiple est considérable (environ 7000 sondes supplémentaires sur l'épave, soit environ un tiers de plus que par mono-détection) et justifie pleinement l'utilisation de l'algorithme dans cette situation (Figure 6.40). Sur l'ensemble de l'épave, peu de fausses détections sont observées. Les sondes erronées se trouve majoritairement proche de la verticale du sondeur et sont liées au bruit propre du sondeur visibles sur les données de colonnes d'eau.

Chacune de ces sondes est associée à un facteur de qualité tel qu'il a été défini dans la

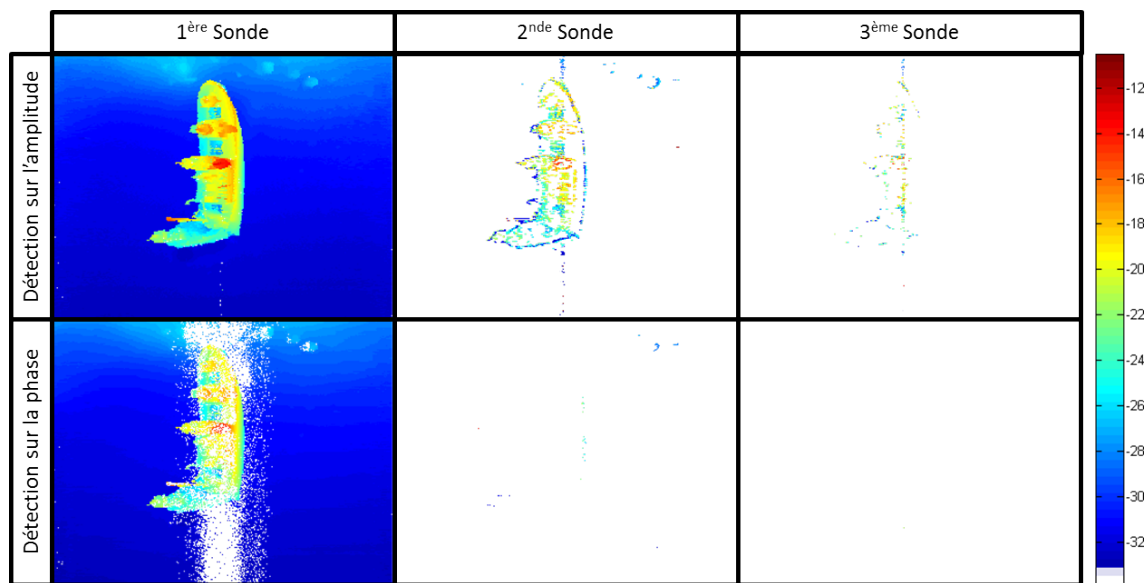


Figure 6.40 – Sondes issues de la multi-détection sur données *Seabat 7125* en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau (6.20). L'absence de données est caractérisée par la couleur blanche.

partie précédente (Figure 6.41). La qualité des sondes supplémentaires est du même ordre de grandeur que celle de la sonde fournie en premier par le sondeur. Sur cette donnée, la quasi-totalité des sondes supplémentaires provient d'une détection en amplitude, correspondant à des détections d'échos courts et d'amplitude fortes. Ces échos sont donc par nature associées à une bonne qualité.

Les fausses détections sur les faisceaux centraux perturbés par le bruit propre du sondeur sont elles aussi estimées comme étant de bonne qualité, ce qui ne nous permet donc pas de les éliminer sur la base de la valeur du QF. Afin de vérifier que ces sondes ne viennent pas trop biaiser l'estimation de qualité de la donnée, elles ont été identifiées et comptées : on en trouve moins d'une centaine sur l'ensemble de la ligne (qui compte plusieurs dizaines de milliers de sondes). Cela reste donc un événement très ponctuel qui ne remet pas en cause la pertinence de la qualification de la ligne.

Pour finir sur l'observation du facteur de qualité en multi-détection sur ce jeu de données, on observe un ping en particulier présentant un objet intéressant qui n'était pas détecté lors de la mono-détection. La Figure 6.42 montre la multi-détection en provenance de la donnée d'amplitude ainsi que la qualité estimée sur chaque sonde.

Les sondes qui ont été détectées en second choix sont porteuses d'une qualité semblable (entre 2,6 et 3,2) à celle de la première détection dans cette zone. Ceci est important du fait qu'à l'utilisation dans un algorithme de post-traitement automatisé tel que CUBE, cette qualité équivalente va être propice à la génération de plusieurs hypothèses pour la création du MNT final.

Ainsi, dans ce genre de situation, un algorithme de traitement statistique de la donnée va signaler l'existence de plusieurs candidats plausibles dans la maille en question. L'utilisateur peut alors effectuer le choix adéquat en fonction de l'application qu'il souhaite faire des données. S'il recherche les points hauts de l'épave, son choix sera dirigé vers le sommet du bossoir, s'il cherche à extraire le contour de la structure de l'épave pour la "facettiser", il préférera certainement conserver les sondes provenant du pont et du flanc du bateau.

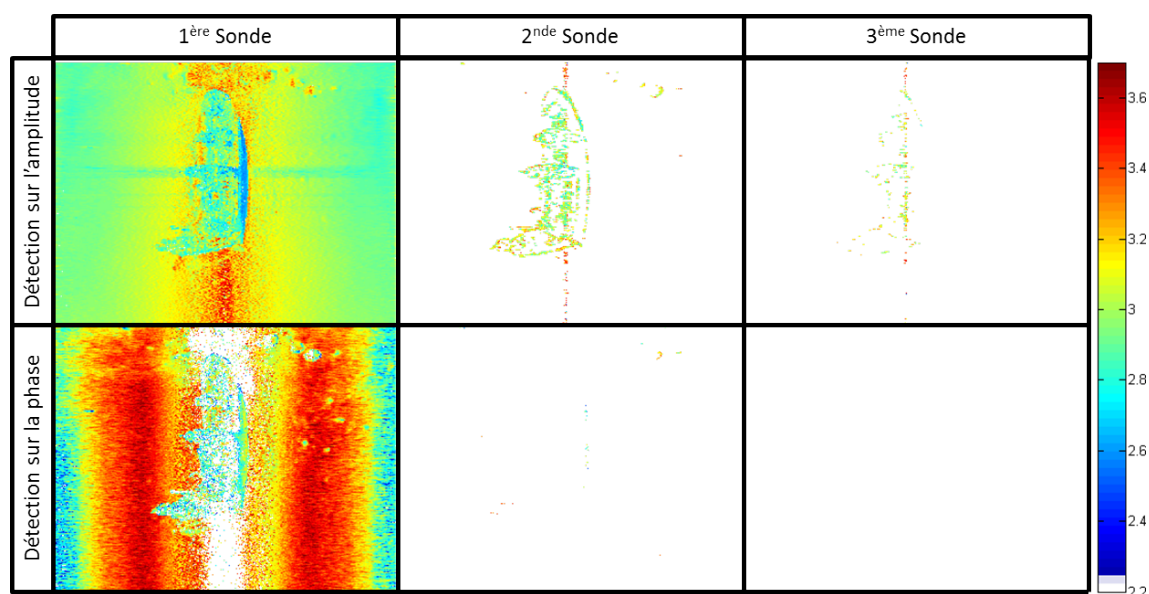


Figure 6.41 – QF issu de la multi-détection sur données *Seabat 7125* en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau (6.20). L'absence de données est caractérisée par la couleur blanche.

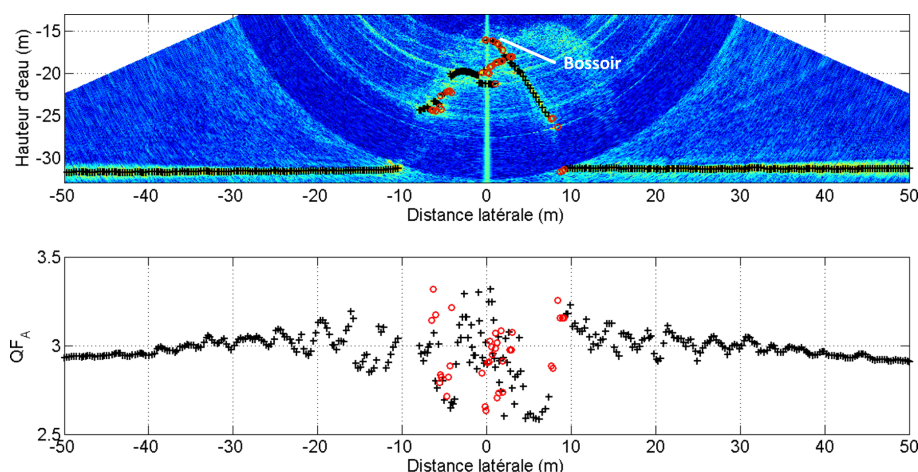


Figure 6.42 – Observation du QF issu de la multi-détection sur un ping des données *Seabat 7125*. *Croix noires* : sondes issues de la première détection en amplitude ; *Cercles rouges* : sondes issues de la seconde détection en amplitude. La seconde détection détecte un bossoir au sommet de l'épave, lui associant des sondes de bonne qualité.

### 6.5.2 Observations sur données *EM 2040*

Les données utilisées sont celles présentées au §5.1.1.b. De manière générale la qualité estimée sur l'ensemble de ces données est assez nettement meilleure sur la phase, sauf bien entendu au niveau de l'épave où la plupart des sondes obtenues proviennent des traitements sur l'amplitude.

En Figure 6.43, on présente la qualité des sondes en fonction de leur provenance, en complément à la Figure 6.38 qui illustre la bathymétrie issue de la multi-détection. Les conclusions tirées précédemment pour la ligne de données du *Seabat 7125* concernant la qualification des sondes supplémentaires en provenance du traitement sur l'amplitude restent

valables.

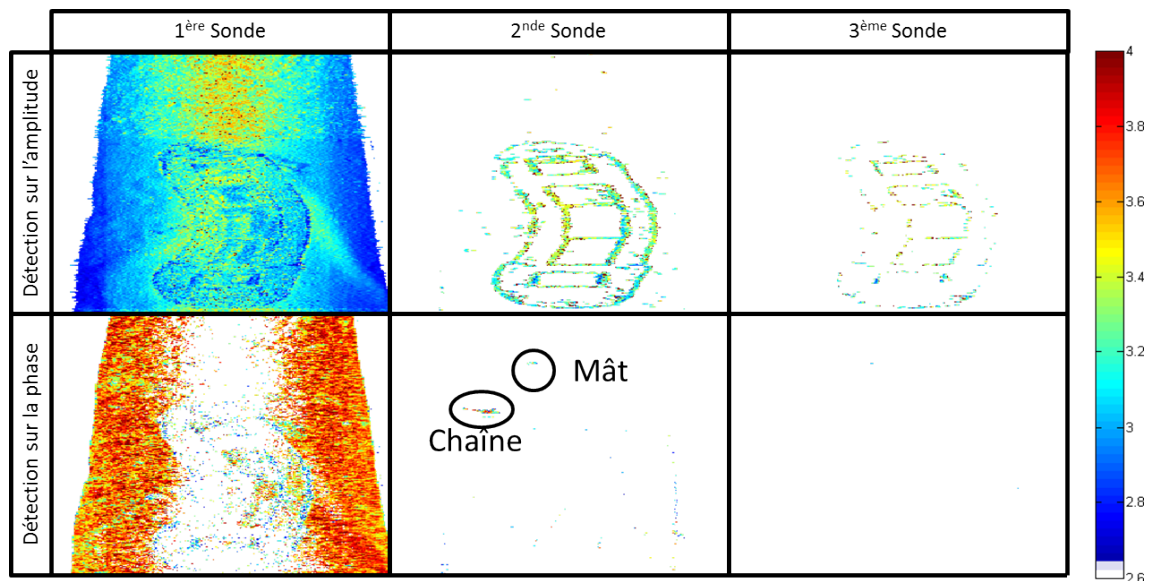


Figure 6.43 – QF issu de la multi-détection sur données *EM 2040* en géométrie numéro de ping/numéro de faisceau (6.20). L'absence de données est caractérisée par la couleur blanche.

Il est néanmoins souhaitable d'observer le comportement de la qualification des sondes secondaires issues de la phase interférométrique.

La Figure 6.44 détaille les détections et les QF pour un ping interceptant la chaîne de mouillage de l'épave, où la seconde détection sur la phase interférométrique récupère une série de 11 sondes. Chacune de ces sondes est associée à une très bonne qualité (plus de 3). Il est aussi intéressant de constater que la qualité de ces sondes évolue peu au passage d'un faisceau à l'autre. Les sondes prises sur le fond dans les mêmes faisceaux que la chaîne ont elles aussi une qualité de cet ordre de grandeur, nettement meilleure que les sondes prises en phase sur l'épave, qui correspondent à des rampes de phase très courtes et bruitées.

Ainsi, cette fois encore, la qualification des sondes secondaires par leur niveau de QF fournit une information pertinente à l'utilisateur et attire son attention sur un objet particulier dans les données.

## Conclusion

Le développement des traitements adaptés aux environnements multi-cibles a permis de mettre au point un algorithme de multi-détection qui donne de bons résultats tant sur données simulées que sur données réelles issues de deux sondeurs différents. La prise en compte des caractéristiques physiques des signaux lors de la définition des traitements assure la "portabilité" de la détection d'un système à un autre et constitue un élément essentiel de l'algorithme proposé. Il est crucial d'insister sur l'attention qui a été portée à l'absence d'a priori sur le fond dans le calcul des sondes, chacune d'entre elles étant obtenue sans tenir compte du résultat dans le ping précédent ou dans les faisceaux conjoints. Cette méthodologie est indispensable dans le cadre des développements d'algorithmes de détection ayant pour but d'effectuer des mesures dans des environnements complexes géométriquement, tels que



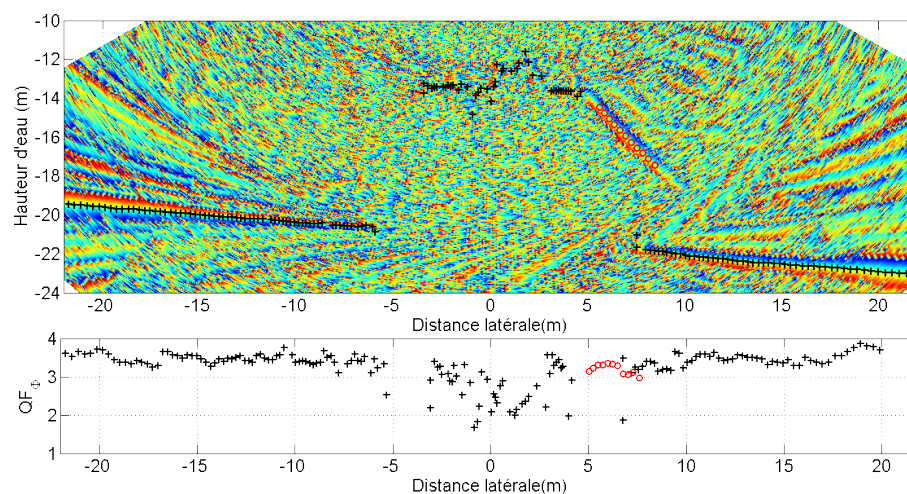
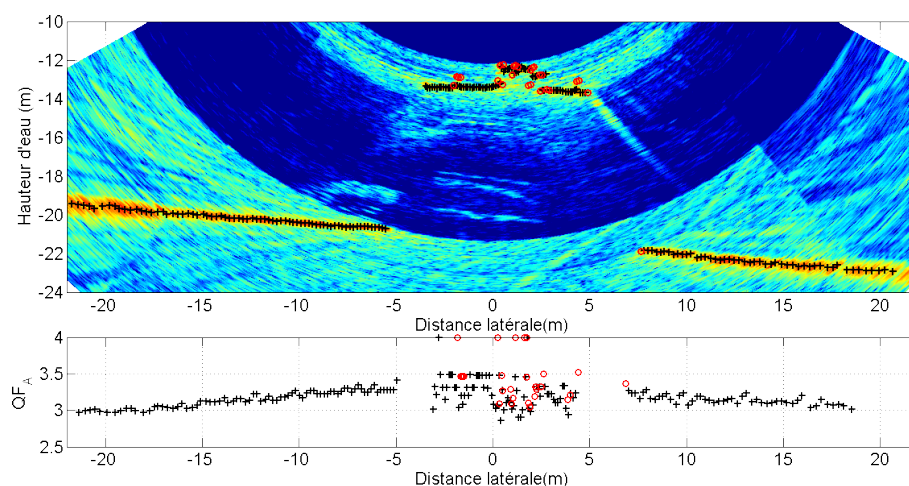
(a) *Détection et qualification sur la phase*(b) *Détection et qualification sur l'amplitude*

Figure 6.44 – Observation du QF issu de la multi-détection sur un ping des données *EM 2040*. *Croix noires* : sondes issues de la première détection en amplitude ; *Cercles rouges* : sondes issues de la seconde détection en amplitude. On détecte une chaîne sur la phase en seconde détection.

les zones portuaires, les chenaux de navigation, les structures artificielles immergées ou les épaves.

Dans ces types d'environnements, l'utilisation d'un SMF bathymétrique à des fins hydrographiques, visant en particulier à assurer la sécurité de la navigation, rend nécessaire l'implémentation des algorithmes de multi-détection.

---

# Conclusions

Les travaux qui ont été présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans la dynamique de recherche visant à améliorer les performances des SMF. Ici, les améliorations proposées touchent principalement au domaine du traitement du signal en application dans les systèmes sonars. La réalisation des recherches conjointement entre Telecom Bretagne et l'Ifremer, pour un objectif d'application défini par le SHOM, a aidé à lier la partie théorique du travail avec des tests sur des systèmes existants. La participation à plusieurs campagnes d'acquisition en mer a permis de rassembler des jeux de données adaptés au contexte du sujet. Ainsi, l'ensemble des travaux est réalisé dans une optique applicative, avec pour but le développement d'algorithmes viables sur les systèmes existants. La pertinence des résultats a été évaluée au fur et à mesure de leur obtention par des échanges avec des constructeurs sonar (Reson et Kongsberg principalement) et avec l'expertise du SHOM dans le domaine de l'hydrographie.

L'étude sur les facteurs de qualité (QF) préalablement définis dans [1] a abouti à une amélioration de leur formulation par le biais du calcul théorique de la statistique des estimateurs associés. La prise en compte des conditions de mesure et de la nature des signaux acoustiques a été cruciale dans les modèles choisis pour réaliser ces développements. En ce qui concerne le calcul du QF associé aux sondes en provenance de l'amplitude, l'introduction de la prise en compte de la corrélation temporelle des signaux a amélioré la formulation de la variance de l'estimation du temps d'arrivée de l'onde. Par la suite, l'étude complémentaire portant sur l'impact du bruit additif nous a permis de définir un RSB limite en dessous duquel le modèle ne décrit plus correctement cette variance. Pour ce qui est de la définition du QF des sondes en provenance du traitement sur la phase interférométrique, les développements théoriques ont abouti à une validation de l'approche initialement proposée dans [1], avec l'ajout cependant d'une recommandation sur la méthode d'estimation de la sonde (centrage de la fenêtre d'estimation). Dans ce cadre, il a été nécessaire de développer une simulation de signaux SMF assez complète, basée sur une version améliorée du modèle classique des points brillants, afin de pouvoir générer des signaux avec des statistiques et une structure spatio-temporelle réaliste incluant le respect des considérations énergétiques. Ces signaux simulés ont alors servi de base à la validation des formules obtenues par la théorie de l'estimation, afin de vérifier la pertinence des hypothèses utilisées lors des développements. Les résultats se sont montrés concluants. La validation du concept s'est poursuivie par l'intégration du QF dans l'algorithmique de détection de fond. Son application à une quantité importante de données réelles en provenance de plusieurs sondeurs nous a alors permis de comparer l'estimation de l'incertitude des sondes obtenues sur la bathymétrie à la prédiction du QF. Le bon accord obtenu sur les données des divers systèmes utilisés confirme une nouvelle fois la pertinence du concept et des améliorations apportées au QF. Par la suite, les échanges sur le sujet avec les constructeurs sonars (Kongsberg et Reson) ont débouché sur des implémentations fonctionnelles des QF dans des systèmes commercialisés [46]. Les perspectives d'utilisation du QF

comme indicateur statistique de l'incertitude de mesure de distance oblique semblent elles aussi prometteuses. Les travaux commencés à ce sujet avec le Dr Brian Calder, concepteur de l'algorithme CUBE, laissent espérer un aboutissement sur des résultats intéressants.

Le second pan du sujet, l'amélioration des méthodes de détection, a lui aussi donné des résultats encourageants, et ouvre la voie à des perspectives d'évolutions pour les SMF. L'étude des signaux acoustiques de SMF a permis de dégager des recommandations pour la définition d'algorithmes de recherche de plusieurs échos par faisceau, en lien direct avec les limites des systèmes actuels. En parallèle, des méthodes de traitement adaptées aux caractéristiques des signaux SMF ont été développées afin de pouvoir prendre en compte un maximum de types de cibles de provenance différente dans les algorithmes de détection. De nouvelles approches ont été mises au point, notamment une méthode de caractérisation spectrale des signaux. Ces méthodes s'affranchissent des problèmes d'ambiguïté de la phase au-delà de l'intervalle  $[-\pi, \pi]$  en travaillant dans le plan complexe. Dans le cadre de notre étude, la caractérisation spectrale des signaux sert principalement à effectuer une estimation du nombre d'échos disjoints temporellement dans un faisceau ayant un bon comportement vis-à-vis de l'interférométrie. Ces techniques, associées à des méthodes utilisant la description de la variation angulaire des signaux à distance oblique constante, permettent alors d'isoler des zones correspondant à des échos d'amplitudes faibles mais contenant néanmoins une cible importante pour la description de la scène (mât, chaîne...). Parallèlement, une méthode de filtrage à largeur de bande évolutive visant à conserver un niveau de RSB constant a été introduite dans le but d'implémenter des techniques complémentaires destinées à l'extraction des échos d'amplitudes assez fortes. La combinaison de ces traitements avec la prise en compte des recommandations algorithmiques précédentes a conduit à la programmation d'un module complet de multi-détection capable de localiser une grande variété de cibles sans générer significativement de fausses détections prohibitives. Une fois encore, la collaboration avec le SHOM, l'Ifremer et les constructeurs sonars a permis d'obtenir des données SMF acquises dans des environnements complexes, pour lesquels l'algorithme de multi-détection proposé s'est avéré adapté. Les tests sur ces données se sont montrés concluants et justifient a posteriori l'intérêt de la prise en compte de plusieurs cibles disjointes dans chaque faisceau. Les résultats présentés dans les différentes configurations de mesure ont montré un gain en capacité de description des cibles complexes (telles que les épaves) ainsi que l'ajout de nouvelles structures non vues par les algorithmes de mono-détection classique (mât, chaîne). La détection de ce type de cible montre que les SMF peuvent être rendus plus fiables et performants par le développement algorithmique proposé. Des conclusions plus complètes pourraient être tirées par la vérification de la détection systématique des points hauts d'une structure, quelle que soit sa position dans la fauchée du SMF, en implémentant l'algorithme sur un système existant et en effectuant plusieurs passages sur une structure de référence. Un résultat positif pourrait amener à terme à ne plus avoir recours au mono-faisceau pour compléter les levés hydrographiques sur les obstructions.

En outre, le caractère générique des algorithmes développés a été vérifié du fait de leur bon fonctionnement sur divers systèmes. Ainsi, l'utilisation d'un module de traitement bathymétrique commun a permis de mettre en évidence les différences intrinsèques de performances acoustiques entre les systèmes concernés.

Bien que le travail se divise en deux thématiques distinctes, l'ensemble a été réalisé avec la même approche, à savoir le développement de traitements des signaux en utilisant au mieux les connaissances physiques que l'on peut en avoir. Ainsi, la qualification des sondes implémentées dans un premier temps dans le contexte classique mono-détection fait partie intégrante de l'algorithme de multi-détection proposé dans un second temps, et permet

finallement d'envisager un traitement statistique des sondes en sortie.

Les perspectives d'évolution de ces travaux se trouvent tout d'abord dans l'utilisation de la qualification sur les sondes en sortie de détection dans les algorithmes de post-traitement. Cette étude peut être envisagée sous la forme de l'écriture d'un algorithme de post-traitement simplifié prenant uniquement en entrée l'incertitude de mesure acoustique afin de générer des hypothèses de hauteur d'eau sur une grille (à la manière de CUBE). Cette incertitude serait d'abord définie par le modèle de performances fourni par le constructeur, puis par le QF afin d'obtenir deux grilles d'hypothèses distinctes. Il serait alors possible de visualiser l'impact de l'utilisation d'une incertitude issue des caractéristiques du signal acoustique plutôt que d'un modèle générique.

Par ailleurs, ces travaux ont souligné certaines insuffisances structurelles des SMF bathymétriques entraînant des ambiguïtés importantes sur le positionnement des sondes. Ces ambiguïtés sont rarement problématiques dans le cadre des algorithmes de détection classique recherchant un seul écho par faisceau, mais peuvent être à l'origine d'artefacts gênants dès que l'on étend le principe à plusieurs cibles. Il existe plusieurs méthodes d'approche dans la résolution de ces ambiguïtés, en fonction de leur provenance. Dans le cas où elle se situent dans la dimension transversale du porteur, il est concevable de tester des méthodes de traitements d'antennes alternatives à la formation de voies classique (méthode de Capon, méthode du minimum de variance par exemple) ou des méthodes de levé d'ambiguïtés utilisé en interférométrie classique (technique du Vernier). Si elles se situent dans la dimension longitudinale, il est nécessaire de définir une nouvelle configuration d'antennes permettant le positionnement dans cette dimension. Il serait possible d'utiliser des capteurs existants à antennes matricielles tels que le *ME 70* pour tester différentes configurations de mesures.

Pour conclure, ce travail de thèse s'est attaché à apporter des avancées pratiques dans deux domaines de la bathymétrie : d'une part le perfectionnement de la qualification des sondes, et d'autre part, l'amélioration de la description de scènes sous-marines complexes. On espère que les progrès réalisés dans ces domaines amélioreront significativement les capacités opérationnelles des SMF bathymétriques existants, et concrétiseront des évolutions attendues par la communauté hydrographique concernée.



## A

## Normes OHI et facteur de qualité

Ce chapitre résume les spécifications de l'Organisation Hydrographique Internationale (OHI) pour la réalisation d'un levé hydrographique [47] et les compare à la prédiction d'incertitude verticale fourni par les QF.

L'incertitude verticale totale (acronyme anglais : TVU, Total Vertical Uncertainty) sur la profondeur maximale doit être comprise dans :

$$\pm\sqrt{a^2 + (b \times z)^2} \quad (\text{A.1})$$

où  $z$  est la profondeur et les valeurs des paramètres  $a$  et  $b$  sont définis au tableau A.1 en fonction de la classification du type de levé.  $a$  représente la portion de l'incertitude qui ne varie pas avec la profondeur, et  $b$  est le coefficient qui représente la portion de l'incertitude variant avec la profondeur.

Pour vérifier qu'un levé est conforme à ces spécifications, l'OHI se base sur une mesure de biais  $m$  et d'un écart-type  $\sigma$  sur les données. L'incertitude de mesure est ensuite définie comme la zone à  $\pm 2\sigma$  autour du biais  $m$  estimé, ce qui correspond à l'intervalle où 95% des sondes se trouvent, en supposant qu'elles aient une distribution gaussienne de moyenne  $m$  et d'écart-type  $\sigma$ .

## A.1 Classifications du type de levé

Les différents types de levés sont classifiés suivant des ordres dépendants de l'environnement de mesure.

**Ordre spécial :** Il s'agit de l'ordre le plus rigoureux dont l'usage n'est destiné qu'aux zones où la hauteur d'eau sous quille est critique. De ce fait, une exploration complète du fond est requise et les éléments à détecter lors de cette exploration qui sont définis dans cet ordre sont intentionnellement de petite taille. Puisque la hauteur d'eau sous quille est critique, il est considéré comme peu probable que des levés de l'ordre spécial soient conduits dans des fonds supérieurs à 40 mètres. Exemples de zones pouvant nécessiter des levés d'ordre spécial : zones d'accostage, ports et zones critiques de chenaux de navigation.

**Ordre 1a :** Cet ordre est destiné aux zones où la mer est suffisamment peu profonde pour que des éléments artificiels ou naturels présents sur le fond puissent affecter le type de navigation de surface attendu dans ces zones, mais où la hauteur d'eau sous quille est moins

critique que pour l'ordre spécial ci-dessus. Le fait que des éléments artificiels ou naturels puissent exister et affecter la navigation de surface requiert de procéder à une exploration complète du fond. Cependant, la taille des éléments devant être détectés est plus importante que celle de l'ordre spécial. La hauteur d'eau sous quille devient moins critique avec l'augmentation de la profondeur et donc la taille d'un élément à détecter par l'exploration complète du fond augmente dans les zones où les fonds sont supérieurs à 40 mètres. Les levés d'Ordre 1a peuvent être limités à des fonds inférieurs à 100 mètres.

**Ordre 1b :** Cet ordre est destiné à des zones où les fonds sont inférieurs à 100 mètres et où une description générale des fonds est considérée comme suffisante pour le type de navigation de surface attendu dans la zone. Une exploration complète du fond n'est pas requise, ce qui signifie que certains éléments peuvent échapper au levé, bien que l'espacement maximum permis entre les profils limite la taille de ces éléments susceptibles d'échapper à la détection. Cet ordre de levé n'est recommandé que dans le cas où la hauteur d'eau sous quille n'est pas considérée comme un problème. Ce serait par exemple le cas d'une zone dans laquelle les caractéristiques des fonds marins sont telles que la probabilité est faible qu'il y ait un élément artificiel ou naturel sur le fond pouvant compromettre la sécurité des navires de surface susceptibles de naviguer dans la zone.

**Ordre 2 :** Il s'agit de l'ordre le moins strict, destiné aux zones où la profondeur est telle qu'une description générale des fonds est considérée comme suffisante. Une exploration complète du fond n'est pas requise. Il est recommandé de limiter les levés d'ordre 2 aux zones de fonds supérieurs à 100 mètres puisque dès que la profondeur dépasse 100 mètres, il devient peu probable qu'il puisse exister des éléments artificiels ou naturels suffisamment imposants pour avoir un impact sur la navigation de surface sans pour autant avoir été détectés par un levé d'ordre 2.

## A.2 Spécifications en fonction du type de levé

	Ordre Spécial	Ordre 1	Ordre 2
Incertitude Horizontale Totale ( <b>IHT</b> )	2 m	5 m +5%Z	20 m+5%Z
Incertitude Verticale Totale ( <b>IVT</b> ) formule (A.1)	$a = 0,25 \text{ m} ;$ $b = 0,75\%$	$a = 0,50 \text{ m} ;$ $b = 1,3\%$	$a = 1,00 \text{ m} ;$ $b = 2,3\%$
<b>QF</b> équivalent à $b$	2,4	2,2	1,9

Tableau A.1 – Normes minimum pour les levés hydrographiques.

On constate que les valeurs de QF attendues par l'OHI sont assez faibles. Cependant, la recommandation OHI représente une majoration de l'incertitude verticale totale, prenant en compte l'ensemble des incertitudes de mesure [16]. Le QF décrit uniquement l'incertitude de mesure acoustique de la distance oblique  $R$ . Il importe aussi de rappeler que les normes OHI sont peu contraignantes en ce qui concerne la précision de mesure en regard de l'état de l'art technologique des SMF.





## ANNEXE

## B

## Facteur de Qualité sur données SMF

## B.1 QF sur fond avec rides de sables

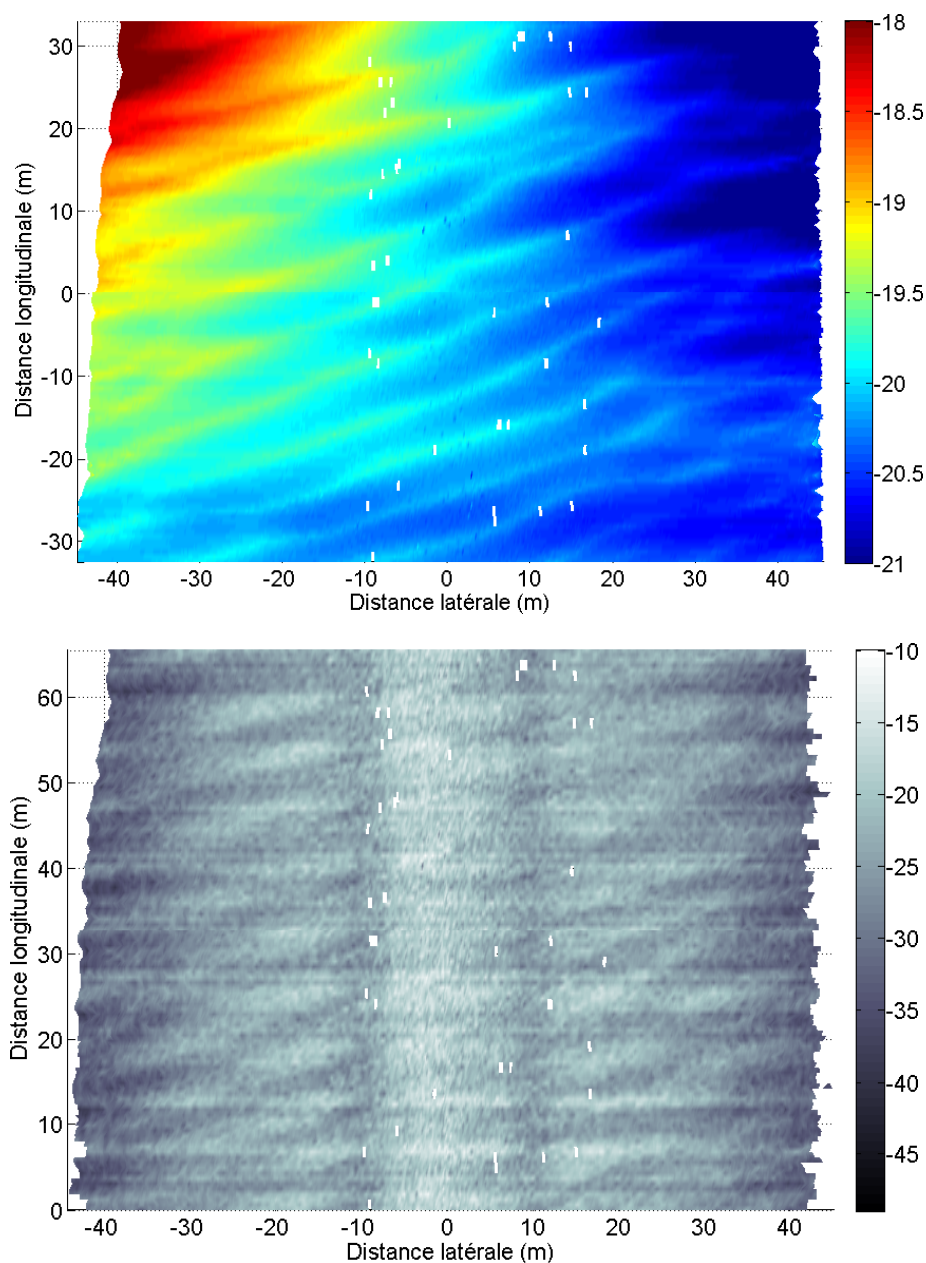


Figure B.1 – Bathymétrie (en mètre) (*en haut*) et réflectivité (en dB/m<sup>2</sup>) (*en bas*) mesurée sur fond avec rides de sable.

Les données sont acquises au moyen d'un *Seabat 7125* porté par l'AUV *Daurade*, en mer du nord. Le fond est relativement plat, à une vingtaine de mètres sous le porteur et comporte une série de rides de sable d'environ 20 d'amplitude. Les rides de sable visibles sur la bathymétrie ont un impact direct sur la réflectivité du fond avec des variations entre les sommets et les creux d'environ 6 dB. Ainsi, le niveau de signal fluctue assez fortement. Cela a un impact direct sur le RSB et donc sur la qualité des signaux. En Figure B.2, on observe l'impact des rides de sables sur l'évaluation de qualité des sondes fournies par le QF sur l'amplitude et sur la phase.

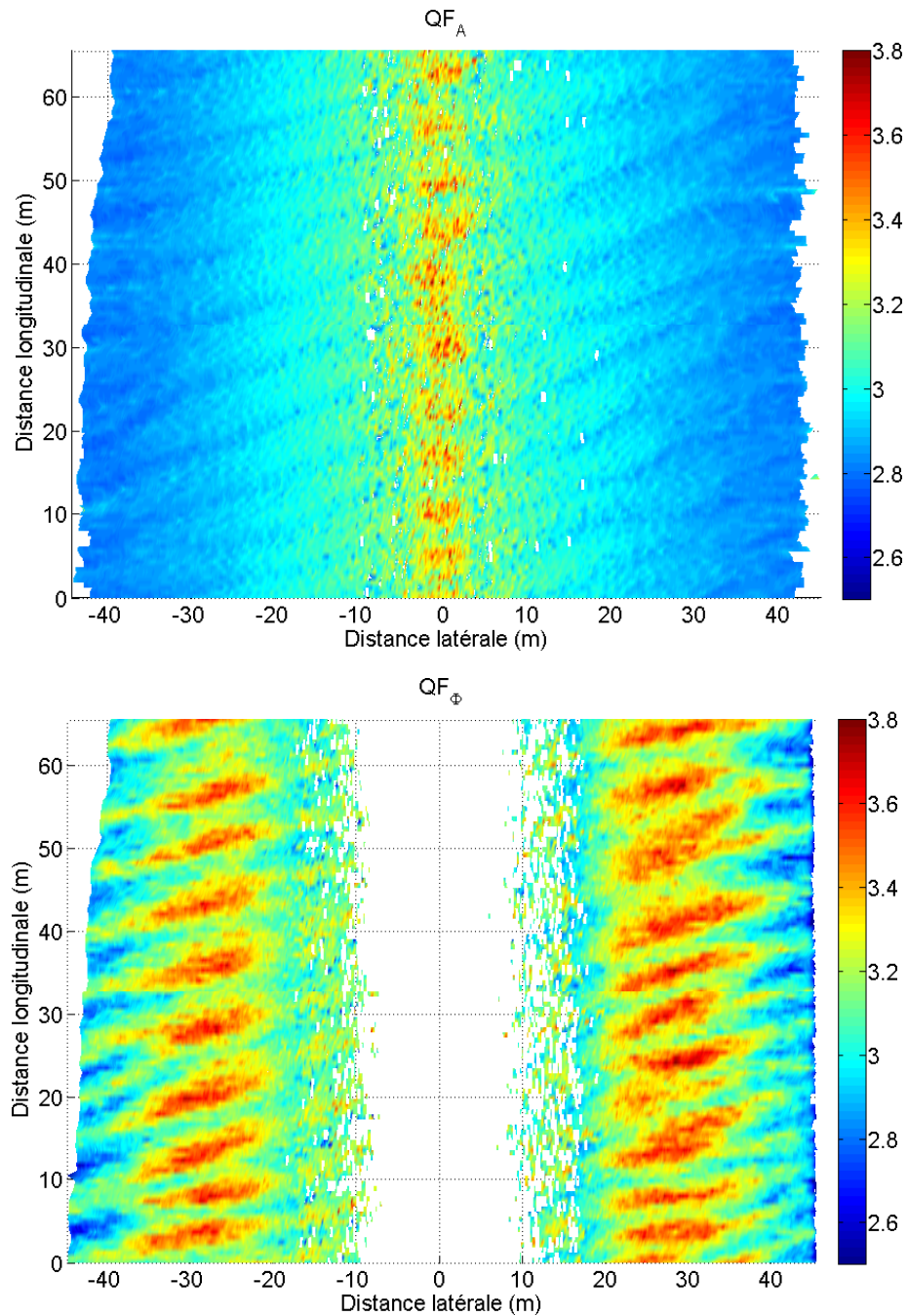


Figure B.2 – QF sur l'amplitude (*en haut*) et et la phase (*en bas*) sur fond (Figure B.1) avec rides de sable.

Les rides de sables sur la bathymétrie se retrouvent sur les QF, aussi bien pour la mesure en phase que pour celle en amplitude, bien que de façon plus marquée sur la phase. La Figure B.3 présente une coupe des données de la Figure B.1 de 10 faisceaux autour de  $58^\circ$  d'angle de pointage.

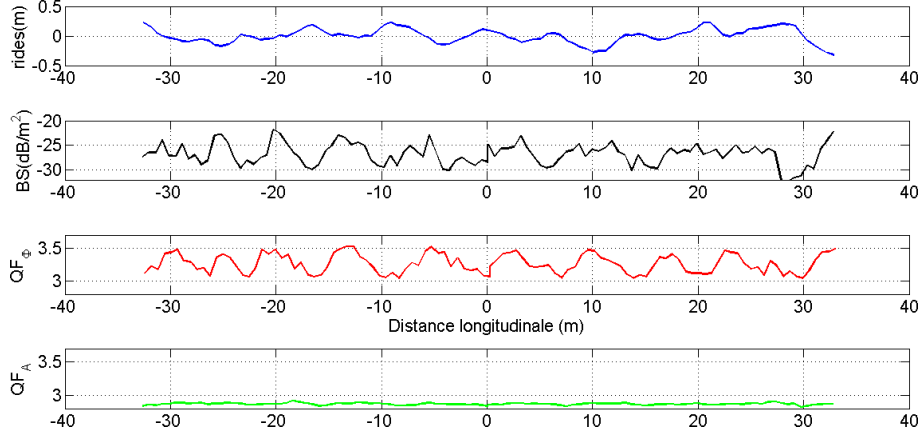


Figure B.3 – Coupe de comparaison entre QF, BS et bathymétrie. Moyennage de 10 faisceaux autour de l'angle de pointage  $58^\circ$ . Bleu : rides de sable. Noir : BS. Vert :  $QF_A$ ; Rouge :  $QF_\phi$

On constate que les forts BS correspondent au creux des rides. La variation du BS conditionne la variation du RSB. Comme prévu, on constate que la variation de RSB a peu (ou pas du tout) d'impact sur l'estimation du temps d'arrivée sur l'amplitude et donc sur le  $QF_A$ . Cependant, il existe une forte relation entre la qualité estimée sur la phase ( $QF_\phi$ ) et la variation de BS. Cela est dû au fait que la fluctuation de phase est directement liée au RSB [28][50]. Ici, une fluctuation du BS (et donc du RSB) d'environ 6 dB correspond à une fluctuation de qualité d'environ 0,35 sur la qualité, ce qui est cohérent avec un  $\delta\Delta\Phi$  dont la variation est proportionnelle à la racine carrée du RSB.

## B.2 QF sur canyon

Les données suivantes (Figure B.4) sont acquises sur un fond à forte dynamique en face de Toulon par un *Seabat 7111* porté par le navire océanographique *Pourquoi Pas ?*. On observe un changement brutal de réflectivité qui correspond à un changement de paramétrage du sondeur (longueur d'impulsion). Cette modification de la longueur d'impulsion (passage de 3 ms à 1 ms) est mal prise en compte par le sondeur dans le calcul de réflectivité ce qui entraîne cette variation brutale.

En Figure B.5, on constate que la longueur d'impulsion a aussi un impact direct sur la qualité acoustique des signaux. La qualité moyenne de la donnée est nettement meilleure là où la longueur d'impulsion est la plus courte. En contrepartie, la portée du sondeur est diminuée.

Ici, la qualification en direct des sondes nous permet directement de visualiser l'impact de la paramétrisation du SMF sur la qualité des données en sortie. Dans ce cas, cela nous permettrait d'effectuer un choix sur le compromis à effectuer entre qualité et portée. On retrouve aussi l'impact de la géométrie du fond sur le QF. Ici, contrairement au cas précédent, ce n'est plus le RSB qui conditionne la qualité mais la configuration de mesure.

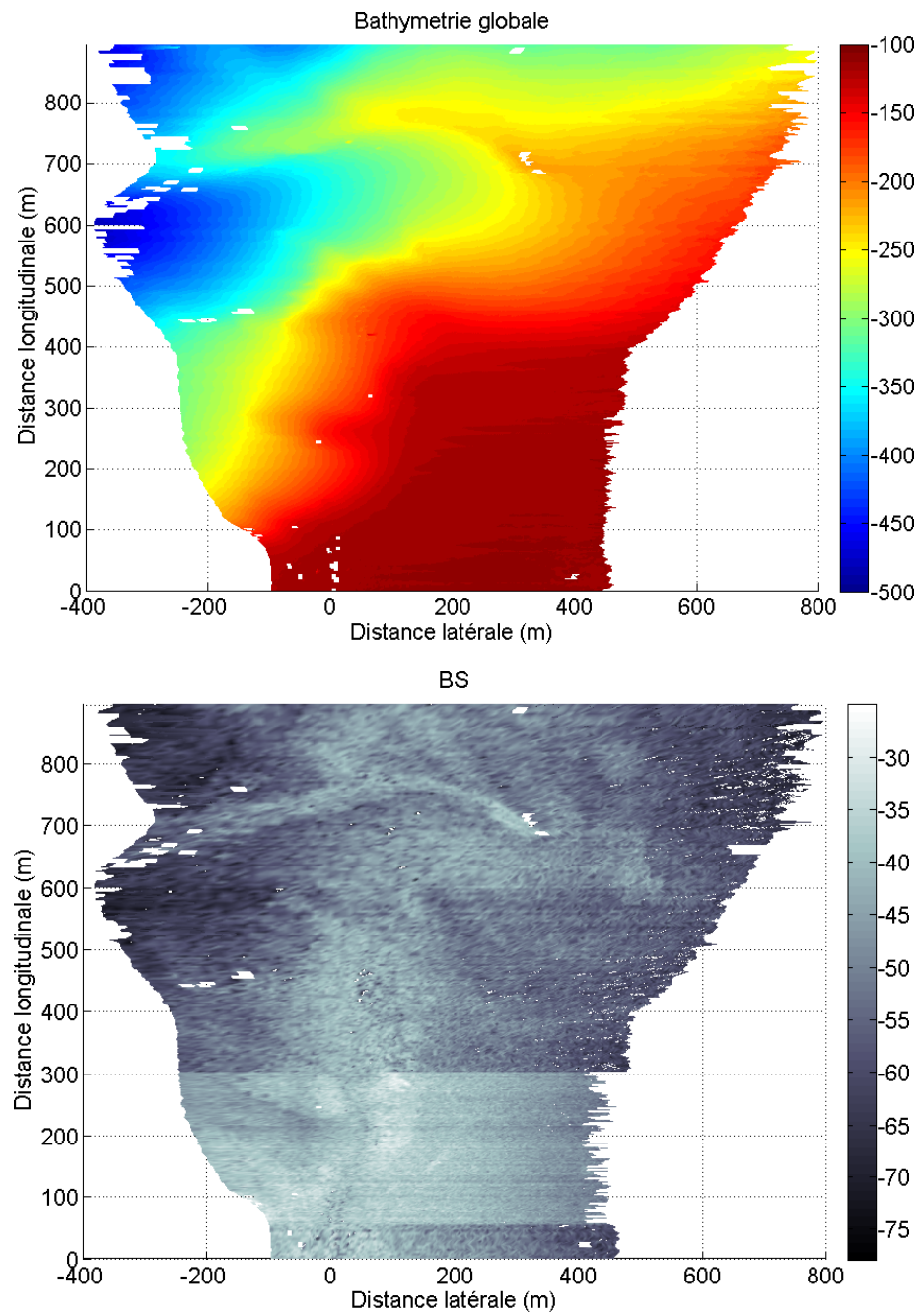


Figure B.4 – Bathymétrie (en mètre) (*en haut*) et réflectivité (en  $\text{dB}/\text{m}^2$ ) (*en bas*) mesurée sur canyon.



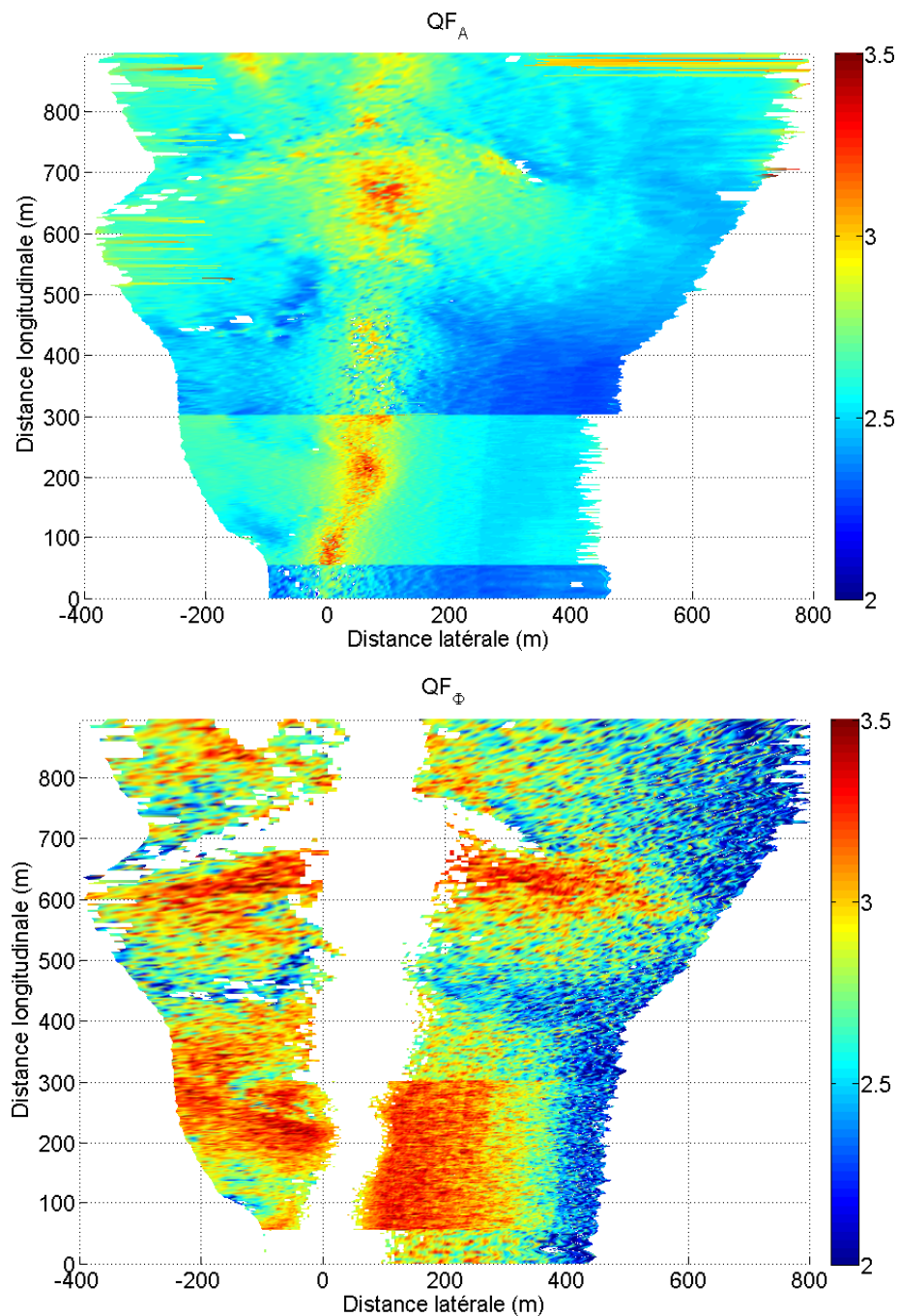


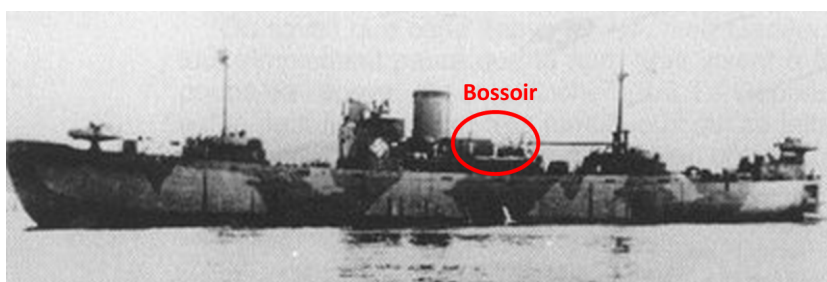
Figure B.5 – QF sur l'amplitude (*en haut*) et la phase (*en bas*) sur fond (Figure B.4) avec rides de sable.

# C Traitement multi-cibles sur données SMF

## C.1 Épave du *Niedersachsen* prise au *Seabat 7125*



(a) *Guyane*



(b) *Niedersachsen*

Figure C.1 – Photos du navire *Niedersachsen* (*bas*) (ex-*Guyane* (*haut*), 95m de long), avant d'être coulé par un sous-marin anglais en février 1944.

Les données présentées sont acquises au moyen d'un *Seabat 7125* porté par l'AUV *Daurade*, en rade de Toulon, sur l'épave du *Niedersachsen*. Il s'agit d'une épave d'une centaine de mètre au dessus de laquelle l'AUV a effectué une série de mesure à la vitesse d'environ 2,5 nœuds, à une altitude d'environ 30 m du fond. Les photos en Figure C.1 montrent l'aspect général du navire avant de couler.



### C.1.1 Détection d'un bossoir

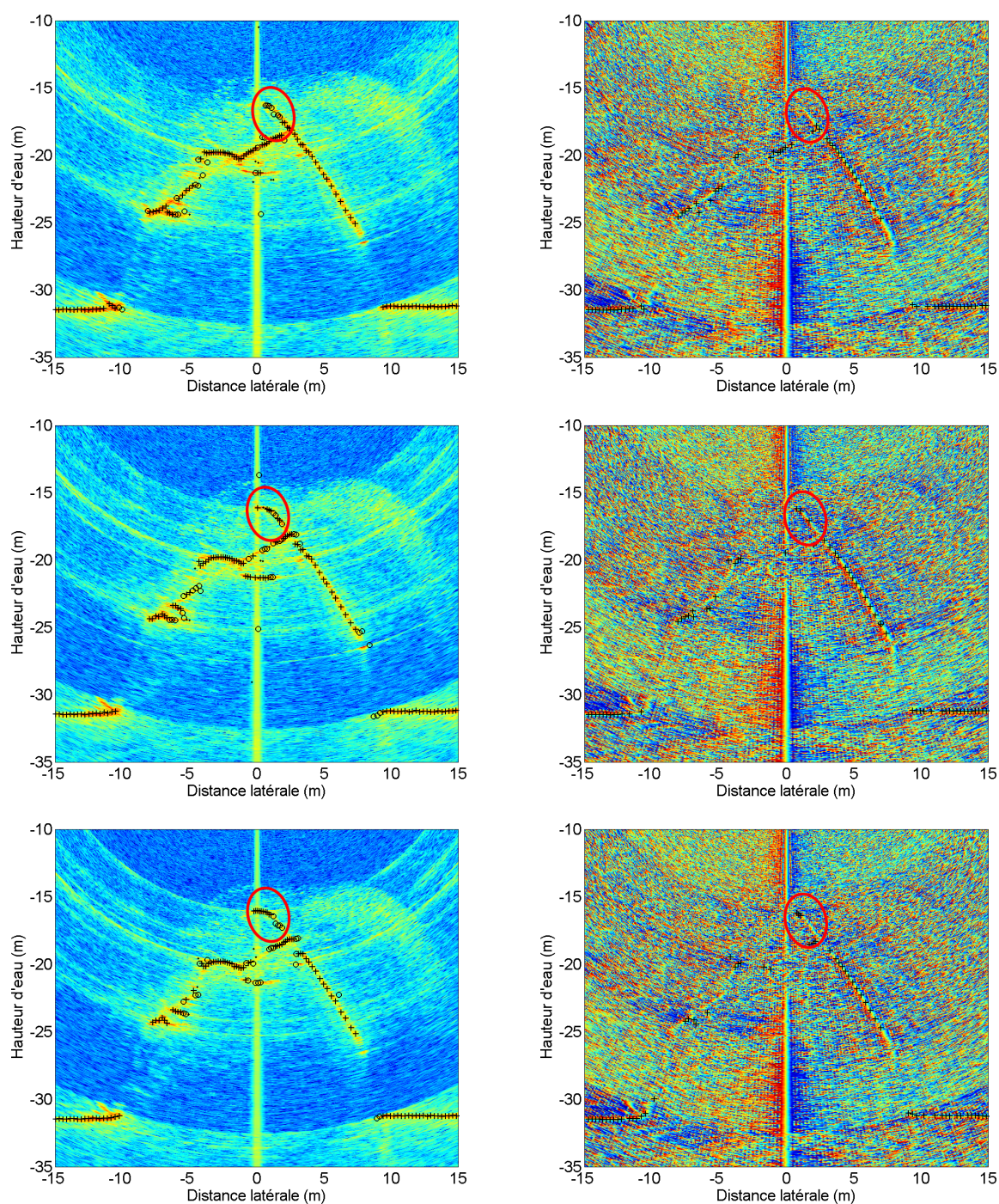


Figure C.2 – Multi-détection en amplitude et en phase sur données *Seabat 7125*. *Croix noires* : première détection ; *Cercles noirs* : seconde détection. *Points noirs* : troisième détection. *Cercles rouges* : bossoir. Vue d'un bossoir sur 3 pings successifs grâce à la multi-détection.

La multi-détection permet la description complète d'un bossoir (support à embarcation de sauvetage) sur plusieurs pings successifs (Figure C.2). Les secondes sondes détectées en



amplitude augmentent fortement le nombre de sondes sur cet objet qui constitue le point haut de l'épave dans cette zone. Ainsi, les deux bossoirs visibles sur les photos de la Figure C.1 sont correctement détectés et la densité de sondes les décrivant permet leur identification.

### C.1.2 Vue d'ensemble de l'épave

Un certain nombre de structures présentes sur la photo du *Niedersachsen* sont apparentes sur la donnée issue de la mesure acoustique. On y retrouve de façon assez claire le mât se trouvant à l'arrière de l'épave ainsi que les plates-formes d'artilleries et leurs canons.

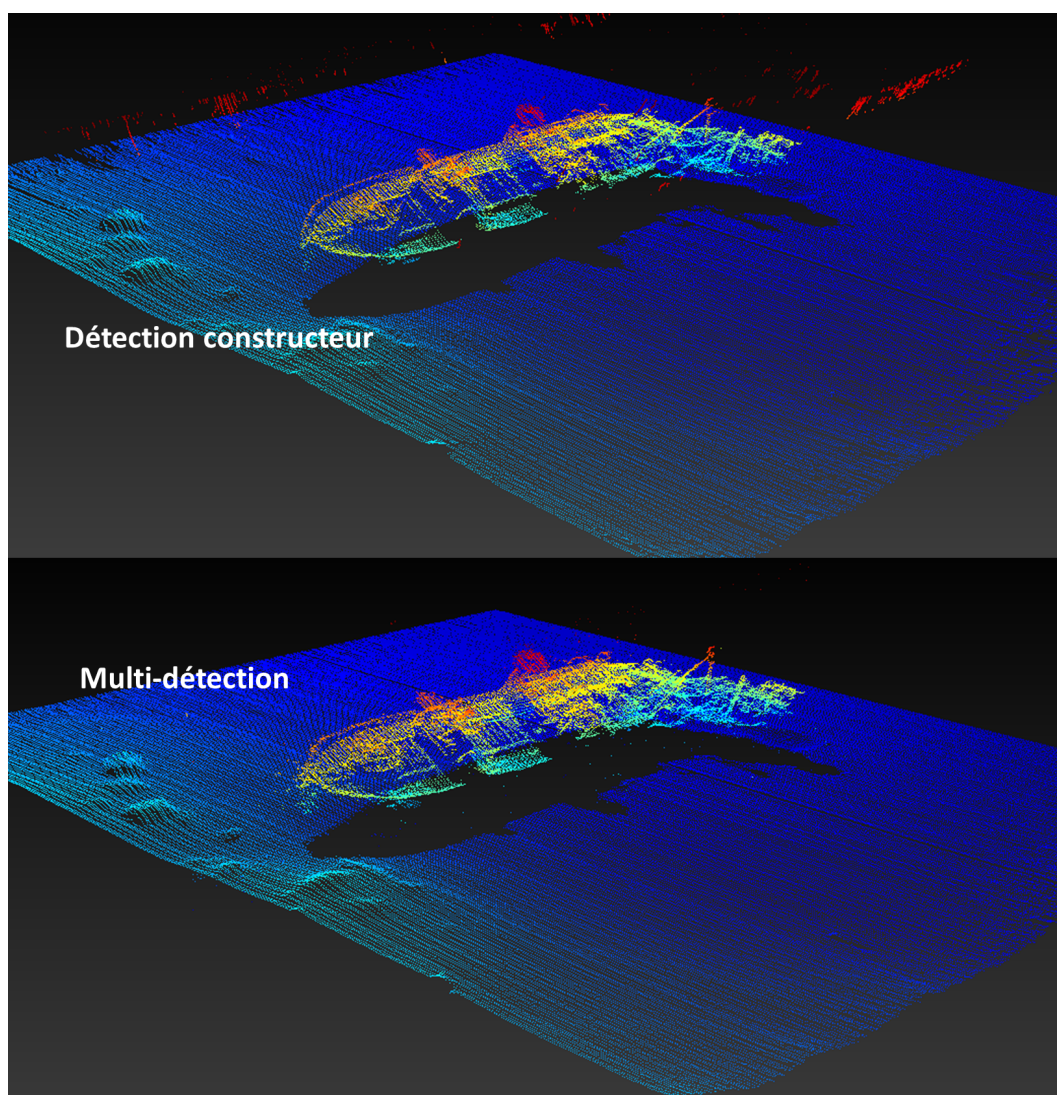


Figure C.3 – Comparaison Détection-constructeur et multi-détection sur l'épave du *Niedersachsen*. La description de l'épave par la multi-détection permet une meilleure description des bossoirs, des ponts, de plates formes d'artilleries.



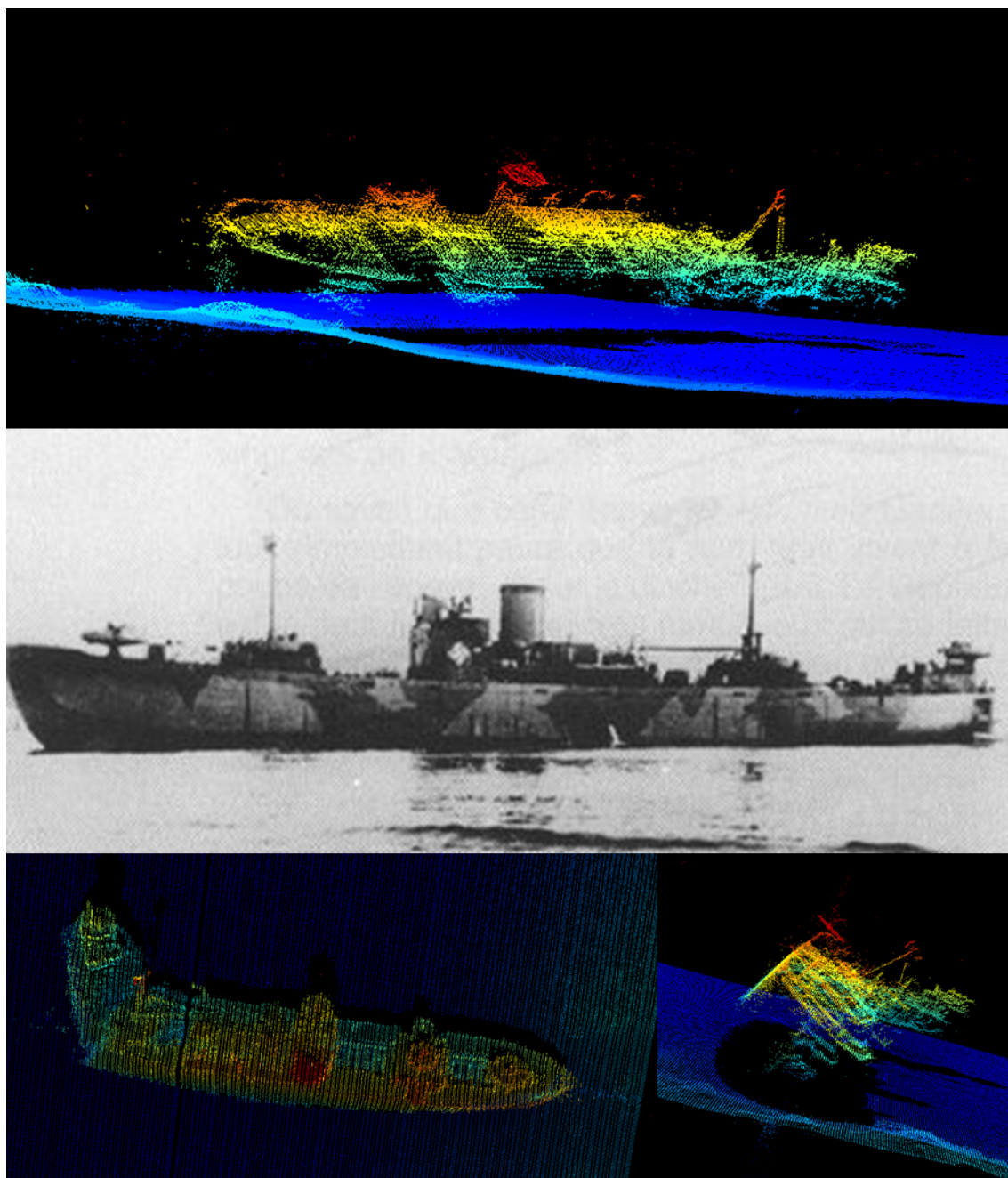


Figure C.4 – Vues de l'épave du *Niedersachsen* sous plusieurs angles comparées à la photo du navire. On retrouve sur la donnée SMF le mât à l'arrière, les plates formes d'artilleries avec leurs canons, les bossoirs et des structures internes.

## C.2 Épave du chalutier *Castel Meur* prise au *Seabat 7125* en baie de Douarnenez

Les données présentées sont acquises au moyen d'un *Seabat 7125* porté par l'AUV *Daurade*, en baie de Douarnenez, sur l'épave du chalutier *Castel Meur*. L'AUV a effectué une série de mesure à la vitesse d'environ 2,5 nœuds, à une altitude d'environ 15 m du fond.

### C.2.1 Détection du portique du chalutier (point haut)

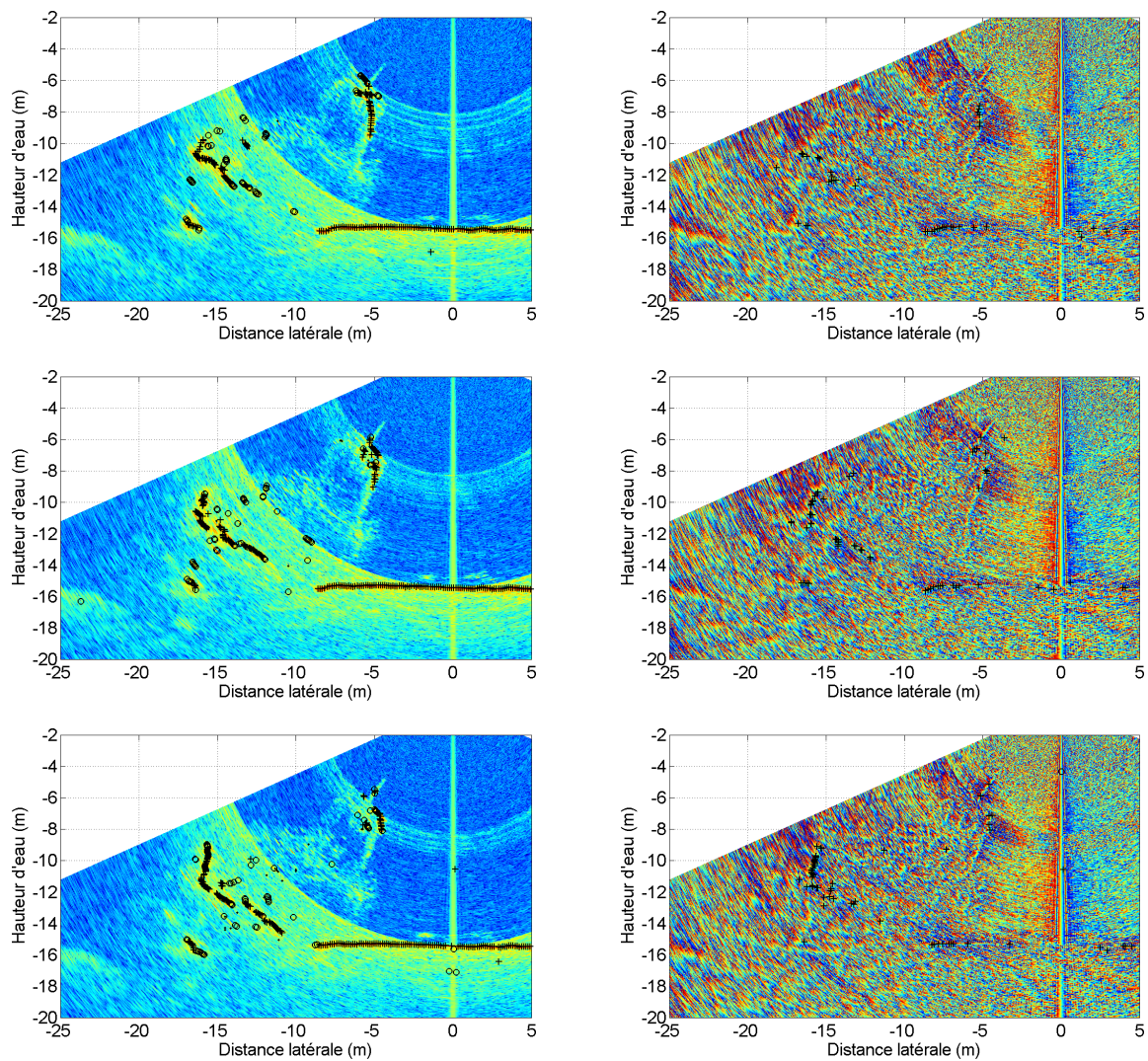


Figure C.5 – Multi-détection en amplitude et en phase sur données *Seabat 7125*. Croix noires : première détection ; Cercles noirs : seconde détection. Points noirs : troisième détection. Détection du portique d'un chalutier sur 3 pings successifs. Le second ping trouve le point haut de l'épave qui est un mât au sommet du portique.

### C.2.2 Vue d'ensemble de l'épave

Ces données sont intéressantes du fait qu'elles montrent que l'algorithme de multi-détection proposé est capable de trouver le point haut d'une épave même lorsque qu'elle se trouve en dehors du milieu de la fauchée (Figure C.6).

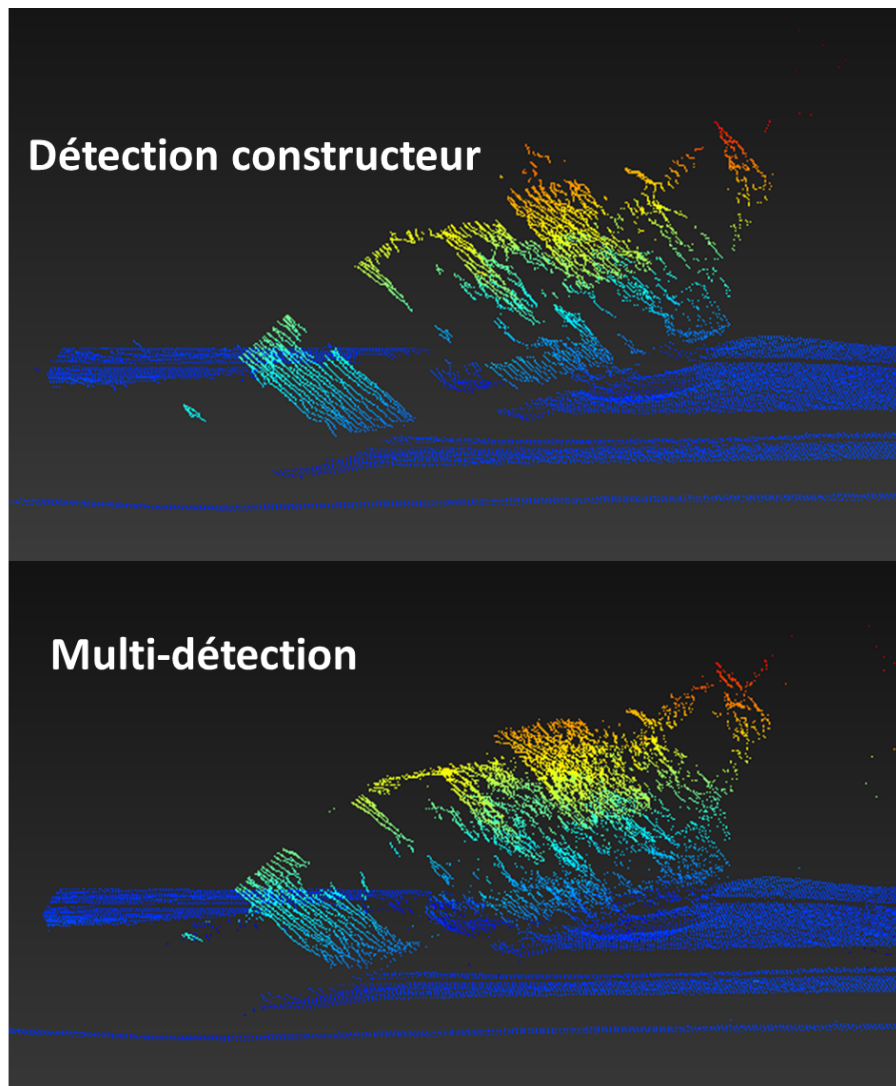


Figure C.6 – Comparaison Détection-constructeur et multi-détection sur une épave de chalutier. La description de l'épave par la multi-détection permet une meilleur description du portique, des ponts, et trouve le point haut.



---

# Bibliographie

- [1] X. LURTON et J. M. AUGUSTIN, « A measurement quality factor for swath bathymetry sounders », *IEEE Journal Of Oceanic Engineering*, vol. 35, no. 4, p. 852–862, 2010.
- [2] X. LURTON, *An Introduction to Underwater Acoustics : Principles and Applications*. Springer Praxis Books / Geophysical Sciences, Berlin :Springer, 2010.
- [3] R. E. FRANCOIS et G. R. GARRISON, « Sound absorption based on ocean measurements : Part i : Pure water and magnesium sulfate contributions », *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 72, no. 3, p. 896–907, 1982.
- [4] R. E. FRANCOIS et G. R. GARRISON, « Sound absorption based on ocean measurements : Part ii : Boric acid contribution and equation for total absorption », *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 72, no. 3, p. 1879–1890, 1982.
- [5] X. LURTON, « Theoretical modelling of acoustical measurement accuracy for swath bathymetric sonars », *International Hydrographic Review*, vol. 4, no. 2, p. 24–36, 2003.
- [6] « Multibeam sonar theory of operation », rap. tech., 2000.
- [7] G. L. PUJOL, C. SINTES et D. GUERLOT, « Analysis of vernier interferometers for sonar bathymetry », in *Oceans'08, MTS/IEEE Québec City Canada*, 2008.
- [8] G. L. PUJOL, *Amélioration de la résolution spatiale des sondeurs multifaisceaux*. Thèse doctorat, 2007.
- [9] A. RØNHØVDE et L. YANG, « High-resolution beamforming for multibeam echo sounders using raw em3000 data », in *Oceans'99 : MTS/IEEE*.
- [10] P. STOICA et A. NEHORAI, « MUSIC, maximum likelihood, and Cramér-Rao bound », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 5, 1989.
- [11] R. ROY et T. KAILATH, « ESPRIT—estimation of signal parameters via rotational invariance techniques », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 37, no. 7, p. 984–995, 1989.
- [12] H. AKAIKE, « A new look at the statistical model identification », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 19, p. 716–723, 1974.
- [13] A. R. BARRON, J. RISSANEN et B. YU, « The minimum description length principle in coding and modeling », *IEEE Transactions on Information Theory*, p. 2743–2743, 1998.
- [14] Edge Tech, *Edgetech 4600 High speed bathymetry and side scan sonar*, 2010.

- [15] Teledyne Benthos, *C3D Tow Vehicle system specifications*, 2009.
- [16] R. HARE, A. GODIN et L. A. MAYER, « Accuracy estimation of canadian swath (multibeam) and sweep (multitransducer) sounding systems », rap. tech., Canadian Hydrographic Service, 1995.
- [17] Reson Inc., *SeaBat 7150-H and 7111 (Ifremer) Operator's Manual, Draft Version 7.00*, 2008.
- [18] J. BEAUDOIN, S. SMYTH, A. FURLONG, H. FLOC'H et X. LURTON, « Streamlining sound speed profile pre-processing : Case studies and field trials », The Hydrographic Society of America, 2011.
- [19] L. HELLEQUIN, J.-M. BOUCHER et X. LURTON, « Processing of high-frequency multi-beam echo sounder data for seafloor characterization », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 28, no. 1, p. 78–89, 2003.
- [20] C. SINTES et D. GUEROT, « Interferometric signal sonar data simulation through tube tracing », in *Oceans'08 : MTS/IEEE*, p. 1–8, 2008.
- [21] R. GODDARD, « The sonar simulation toolset », in *Oceans'89 : MTS/IEEE*, vol. 4, p. 1217–1222, 1989.
- [22] R. GODDARD, « The sonar simulation toolset release 4.6 », rap. tech., Applied Physics Laboratory, University of Washington, Seattle, 2008.
- [23] P. ETTER, *Underwater Acoustics Modelling and Simulation : Principles, Techniques and Applications*. Taylor & Francis, 2003.
- [24] G. L. CHENADEC, *Analyse de descripteurs énergétiques et statistiques de signaux sonar pour la caractérisation des fonds marins*. Thèse doctorat, University of Maine, 2004.
- [25] L. HELLEQUIN., *Analyse statistique et spectrale des signaux de sondeurs multifaisceaux EM950. Application à l'identification des fonds sous-marins*. Thèse doctorat, Université de Rennes 1, 1998.
- [26] L. YOANN, C. SINTÈS, X. LURTON et R. GARELLO, « Extended scatterers model for fast sonar signal simulation », in *Oceans'12 : MTS/IEEE*, 2012.
- [27] P. BILLINGSLEY, *Probability and Measure*. Wiley Series in Probability and Statistics, Wiley, 2012.
- [28] X. LURTON, « Swath bathymetry using phase difference : theoretical analysis of acoustical measurement precision », *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 25, no. 3, p. 351–363, 2000.
- [29] G. JIN et D. TANG, « Uncertainties of differential phase estimation associated with interferometric sonars », *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 21, no. 1, p. 53–63, 1996.
- [30] G. LAMARCHE, X. LURTON, A. VERDIER et J. AUGUSTIN, « Quantitative characterisation of seafloor substrate and bedforms using advanced processing of multibeam backscatter-application to cook straight, new zealand », *Continental Shelf Research*, vol. 31, p. 93–109, 2011.
- [31] B. R. CALDER, « Automatic statistical processing of multi-beam echo-sounder data », *International Hydrographic Review (New Series)*, vol. 4, no. 1, p. 53–68, 2003.

- [32] X. LURTON, Y. LADROIT et J. M. AUGUSTIN, « A quality estimator of acoustic sounding detection », *International Hydrographic Review*, vol. 4, p. 35–45, 2010.
- [33] L. YOANN, X. LURTON, C. SINTÈS et R. GARELLO, « Definition and application of a quality estimator for multibeam echosounders », in *Oceans'12 : MTS/IEEE*, 2012.
- [34] T. CHONAVEL et J. ORMROD, *Statistical Signal Processing : Modelling and Estimation*. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing, Berlin :Springer, 2002.
- [35] V. OL'SHEVSKII, *Characteristics of Sea Reverberations*. Berlin :Springer, 1995.
- [36] A. ISHIMARU, *Wave Propagation and Scattering in Random Media*. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, Wiley, 1999.
- [37] A. SAUCAN, C. SINTÈS et T. CHONAVEL, « A linear phase estimation technique for interferometric signals », in *Oceans' 12 : MTS/IEEE, Yeosu, Korea*, 2012.
- [38] W. S. CLEVELAND et S. J. DEVLIN, « Locally weighted regression - an approach to regression-analysis by local fitting », *Journal of the American Statistical Association*, vol. 83, no. 403, p. 596–610, 1988.
- [39] B. SOLAIMAN, *Processus stochastiques pour l'ingénieur*. Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.
- [40] S. O. RICE, « Mathematical analysis of random noise », *Bell Systems Technical Journal*, vol. 23, p. 282–332, 1944.
- [41] E. JAKEMAN et P. N. PUSEY, « Significance of  $k$  distributions in scattering experiments », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 40, p. 546–550, Feb 1978.
- [42] E. CONTE, M. LONGO, M. LOPS et S. L. ULLO, « Radar detection of signals with unknown parameters in K-distributed clutter », *IEE Proceedings F : Radar and Signal Processing*, vol. 138, p. 131–138, 1991.
- [43] W. BURDIC, *Underwater acoustic system analysis*. Prentice Hall Signal Processing Series, Prentice Hall, 1991.
- [44] A. EWART, « Improving quality estimation of multibeam data from amplitude detection ». University College London, Hydrographic Surveying MSc Project, 2011.
- [45] Y. LADROIT et O. A. ALMSKÅR, « Application of the bathymetry quality factor to kongsberg multibeam echosounders », in *Femme 2011, Trondheim*, 2011.
- [46] Kongsberg Maritime, *Kongsberg EM 2040 Multibeam echo sounder. Software release note.V1.1.02*, 2012.
- [47] *IHO Standards for Hydrographic Surveys- Draft 5th edition - Special Publication no 44*. International Hydrographic Bureau, February 2008.
- [48] Reson Inc., *SeaBat 7125 quick guide, Version 1.4*, 2007.
- [49] W. B. KENDALL, « Unambiguous accuracy of an interferometer angle-measuring system », *IEEE Transactions on Space Electronics and Telemetry*, vol. SET-11, no. 2, p. 62–70, 1965.

- 
- [50] G. L. PUJOL et C. SINTES, « Statistical modeling of interferometric signals in underwater applications », *SPIE*, vol. 7336, 2009.
  - [51] Kongsberg Maritime, *EM2040, A true wide band high resolution multibeam echo sounder*, 2012.
  - [52] V. M. TRENKEL, V. MAZAURIC et L. BERGER, « The new fisheries multibeam echosounder me70 : description and expected contribution to fisheries research », *ICES Journal of Marine Science : Journal du Conseil*, vol. 65, no. 4, p. 645–655, 2008.
  - [53] T. WEBER, D. DEMER, R. CUTTE et C. WILSON, « Working from top to bottom with the me70 multibeam echosounder », in *ICES Working Group on Fisheries Acoustics, Science and Technology*, 2010.
  - [54] E. JACOBSEN et R. LYONS, « The sliding dft », *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 20, no. 2, p. 74–80, 2003.